

ROBERT KÜHN

621.314.634:621.314.2.062

# Die Kennlinien des neuen Siemens-Selen-Flachgleichrichters und der Innenwiderstand des zugehörigen Transformators

*(Mitteilung aus der Röhrenfabrik der Siemens-Halske AG)*

## Übersicht

In dem Aufsatz wird zunächst der Aufbau des neuen Siemens-Selen-Flachgleichrichters (SSF) in seinen wesentlichen Zügen beschrieben. Es folgen Angaben über seine technischen Daten, über die Kennlinien für Netzanschluß (100 bis 250 Volt Wechselspannung auch für den Fall, daß der Innenwiderstand des Transformators berücksichtigt werden muß. Dem Aufsatz ist eine große Zahl von Tafeln beigegeben, deren Verwendung an einigen Beispielen erläutert wird.

## 1. Der Siemens-Selen-Flachgleichrichter

In einer veröffentlichten Arbeit [2] hat der Verfasser bereits ausführlich die Berechnung des Siemens-Selen-Rundgleichrichters (SSR) und des dazugehörigen Transformators an Hand einiger Beispiele dargestellt. Diese Ausführungsform wurde nunmehr durch eine Weiterentwicklung — den Siemens-Selen-Flachgleichrichter — ersetzt. Deshalb scheint es zweckmäßig, heute als Ergänzung der früheren Arbeit die notwendigen Berechnungsunterlagen für den neu entwickelten Flachgleichrichter zu bringen. Über die physikalischen Probleme des Randschichtgleichrichters ist bereits berichtet worden. Es läßt sich voraussagen, daß dieser Flachgleichrichter in den verschiedenen Geräten der Rundfunk-, Fernmelde- und Meßtechnik eine beherrschende Stellung einnehmen wird.

Die großen Vorteile des Trockengleichrichters gegenüber der Hochvakuum-Gleichrichterröhre sind in der oben angeführten Arbeit des Verfassers bereits ausführlich behandelt worden. Sie seien an dieser Stelle zusammengefaßt.

Keine Heizwicklung am Transformator;  
kleinere Transformator-Typenleistung;

geringe Lastabhängigkeit der Gleichspannung;  
keine Schutz- oder Spratzwiderstände;  
keine Gefährdung durch Schwankungen der Netzspannung;  
Sicherheit gegen mechanische Beanspruchung  
und lange Lebensdauer.

Hierzu kommt noch der große Vorteil, daß der Gleichrichter am Chassis nur wenig Raum beansprucht. Bei flacher Montage ist die Wärmeabgabe an die Montageplatte am günstigsten. Die Belastungsfähigkeit konnte dadurch wesentlich höher angesetzt werden.

Der Aufbau des Flachgleichrichters ist bei geringstem Fertigungsaufwand besonders einfach und zweckmäßig (Abb. 1) gelöst worden.

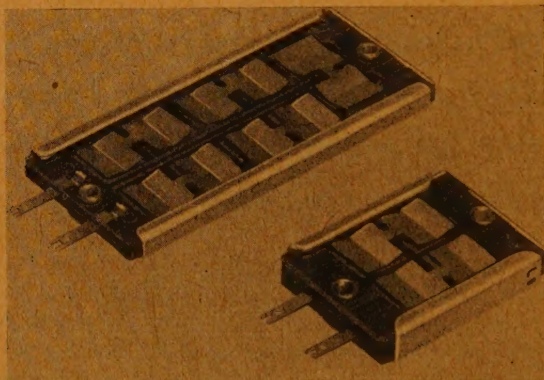


Abb. 1  
Der Flachgleich-  
richter (SSF) im  
geöffneten Zu-  
stand

Die  $12 \times 12$  mm großen Gleichrichtertabletten mit einer wirksamen Fläche von  $1 \text{ cm}^2$  sind in einem geschlossenen rechteckförmigen Aluminiumgehäuse in kleinen Stapeln flach nebeneinander gebaut. Mehrere solcher Stapel liegen flach nebeneinander und sind gegen das Gehäuse gut isoliert. Diese Stapel führen die Verlustwärme an die größere, ebene glatte Auflagefläche des Aluminiumgehäuses ab.

Die Mindestgröße der Kühlfläche des Chassis wurde im Entwicklungslaboratorium der SSW Berlin durch Versuche ermittelt. Diese Montagefläche muß mindestens eine Größe von  $300 \text{ cm}^2$  aufweisen. Eine Vergrößerung der Fläche über  $300 \text{ cm}^2$  hinaus bringt keine nennenswerte Vergrößerung der Wärmeableitung mehr. Durch die Vergrößerung der Kühlfläche wird eine bessere Kühlung des Gleichrichters erreicht. Die angegebene Anschlußwechselspannung in der Abb. 3 sowie die entnehmbaren Gleichströme beziehen sich auf eine flache Montage am Chassis mit einer Mindestmontagefläche von  $300 \text{ cm}^2$ . Die Umgebungs-

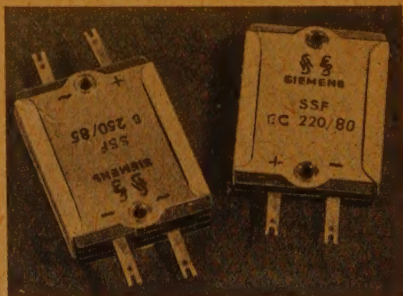
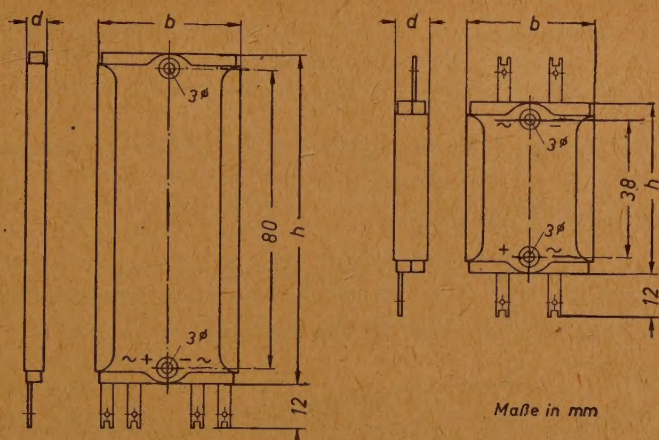


Abb. 2. Der Flachgleichrichter (SSF)



Abb. 3: Typenblatt des Flachgleichrichters



Type SSF	Zul. eff. Wechsel- spannung in V	Gleich- strom in mA	Maße in mm			Gewicht in g
			Höhe h	Breite b	Dicke d	
E 220 C 80	220	80	46	35	8	48
E 250 C 75	250	75	46	35	8	48
E 220 C 100	220	100	88	38	5	45
E 250 C 90	250	90	88	38	5	45
B 220 C 90	220	90	46	35	12	47
B 250 C 85	250	85	46	35	12	47
B 220 C 120	220	120	88	38	8	48
B 250 C 110	250	110	88	38	8	48

Andere Strom- und Spannungswerte auf Anfrage.

### Typenerläuterung

SSF ..... Siemens-Selen-Flachgleichrichter  
 220/250 ..... effektive Wechselspannung in Volt  
 75 bis 120 ..... zulässige Gleichstrombelastung in mA  
 E ..... Einwegschaltung  
 C ..... Kondensatorbelastung  
 B ..... Brückenschaltung

temperatur ist dabei mit  $35^{\circ}\text{C}$  zugrunde gelegt. Eine Erhöhung dieser Temperatur bewirkt eine geringfügige Herabsetzung der Lebensdauer.

Die angegebenen Anschlußwechselspannungen von 220 und 250 Volt sind Betriebswerte bei der üblichen Kondensatorbelastung. Sie dürfen im Betrieb nicht überschritten werden. Eine Überschreitung von maximal 10% durch die auftretenden Netzüberspannungen ist zugelassen. In der Einwegschaltung darf bei Widerstandsbelastung, also ohne Kondensator, die Anschlußwechselspannung um 100% höher sein.

Die Gleichstromentnahme dieser Gleichrichter liegt bei der Einwegschaltung zwischen

75 und 100 mA

und in der Brückenschaltung zwischen

85 und 120 mA.

In der Abb. 3 sind außer den elektrischen Werten und der Typenerläuterung noch die Abmessungen sowie das Gewicht angegeben.

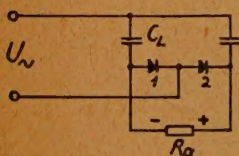


Abb. 4. Verdopplerschaltung (V)

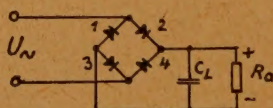


Abb. 5. Brückenschaltung (B)



Abb. 6. Brückenschaltung (B)

Mehrere Flachgleichrichter können auf verschiedene Weise zu einer anderen Schaltungsgruppe zusammengebaut werden. Die wichtigsten Zusammenschaltungen sind die folgenden:

#### 1. Verdopplerschaltung (V):

Aus zwei Einweg-Gleichrichtern kann in der Verdopplerschaltung (V) die doppelte Spannung bei gleichem Strom entnommen werden (Abb. 4).

#### 2. Brückenschaltung (B):

Aus vier Einweg-Gleichrichtern kann eine Brückenschaltung (B) für die doppelte Spannung und den doppelten Strom eines Einweg-Gleichrichters geschaltet werden (Abb. 5).

#### 3. Brückenschaltung (B):

Aus zwei Einweg-Gleichrichtern mit herausgeführter Mitte ( $\frac{1}{2}$  Brücke) kann in der Brückenschaltung der doppelte Strom entnommen werden, sofern die Montagefläche  $600\text{ cm}^2$  groß ist (Abb. 6).

Da der Flachgleichrichter konstruktiv einfach aus Tabletten gleicher Größe aufgebaut wird, ist sein Innenwiderstand bei den angeführten Typen (Abb. 3) fast gleich groß. Er läßt sich nach der Formel

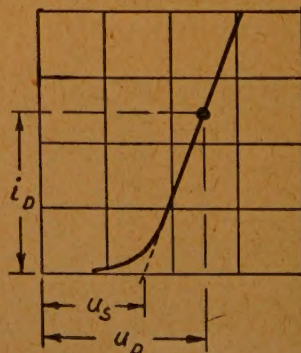


Abb. 7. Kennlinie eines Gleichrichters



$$R_{i r} = \frac{u_D - u_S}{i_D} \quad (1)$$

bestimmen, in der bedeuten:

- $R_{i r}$  = Innenwiderstand des Gleichrichters,  
 $u_D$  = Meßgleichspannung in Durchlaßrichtung,  
 $u_S$  = Schwellen- oder Vorspannung,  
 $i_D$  = Meßgleichstrom in Durchlaßrichtung.

Die Meßspannung  $u_D$  und der Meßstrom  $i_D$  (in Durchlaßrichtung) sind zwei zusammengehörige Werte im geradlinigen Teil der Kennlinie. Hier ist zu bemerken, daß die angeführte Formel nur Gültigkeit hat, solange die Meßspannung  $u_D$  größer als die Schwellenspannung  $u_S$  ist (Abb. 7).

Für unsere Gleichrichter in der Einweg- und Brückenschaltung sind diese Kurven in Abb. 8 dargestellt.

Aus diesen beiden Kurven errechnen sich folgende Innenwiderstandswerte für die Einweg- und Brückenschaltung:

Tabelle I

Wechselspannung $U \sim$ in Volt	Innenwiderstand $R_{i r}$ in Ohm
220	40
250	48

Der Innenwiderstand der Trockengleichrichter ist beträchtlich kleiner als der der Hochvakuumröhren. Zum Beispiel hat die AZ 1-Gleichrichterröhre einen Innenwiderstand (Mittelwert je System) von 450 Ohm.

## 2. Der Innenwiderstand des Transformators

Bisher ist über den Innenwiderstand des Transformators nur wenig berichtet worden. Er läßt sich auch nicht genau errechnen; deshalb müssen wir nach einer Näherungslösung suchen; die Praxis zeigt, daß sie vollauf genügt. Da die Kerne der Transformorentypen genormt sind, können wir folgende Konstanten benutzen:

- Transformator-Typenleistung,
- mittlere Windungslänge,
- Windungszahl je 1 Volt,
- Stromdichte  $j$  für  $\vartheta = 60^\circ \text{C}$

Den Konstanten wird eine Frequenz von 50 Hz und eine Induktion von 12000 G zugrunde gelegt. Der Verfasser hat sie in dem Buch „Der Kleintransformator“ [1] zusammengestellt.

Wenn wir von den Verlusten im Transformator absehen, gelten folgende Beziehungen:

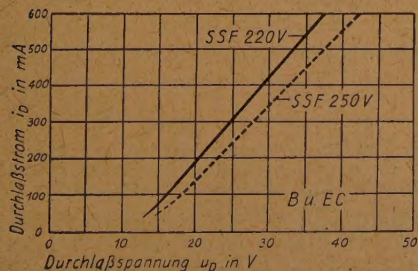


Abb. 8. Kennlinien der Flachgleichrichter

$$\frac{U_{\text{sek}}}{U_{\text{pr}}} = \frac{n_{\text{sek}}}{n_{\text{pr}}} = \frac{I_{\text{pr}}}{I_{\text{sek}}} = \bar{u}, \quad (2)$$

in der bedeuten:

$U_{\text{sek}}$  und  $U_{\text{pr}}$  = Sekundär- und Primärspannung des Transformators,  
 $n_{\text{sek}}$  und  $n_{\text{pr}}$  = Sekundär- und Primärwindungszahl,  
 $I_{\text{pr}}$  und  $I_{\text{sek}}$  = Primär- und Sekundärstrom des Transformators,  
 $\bar{u}$  = Übersetzungsverhältnis des Transformators.

Damit sind alle Voraussetzungen gegeben, und die Grundformel des Innenwiderstandes

$$R_{\text{IT}} = R_{\text{sek}} + R_{\text{pr}} \cdot \bar{u}^2 \quad (3)$$

läßt sich wie folgt aufstellen:

Der Wicklungswiderstand eines Transformators im Betriebszustand errechnet sich zu

$$R_{\text{W}} = \frac{26,4 \cdot l_{\text{m}} \cdot n}{d^2} \cdot 10^{-5} \quad (4)$$

Hierin bedeuten:

$R_{\text{W}}$  = Wicklungswiderstand bei  $\vartheta = 60^\circ \text{C}$  in Ohm,  
 $l_{\text{m}}$  = mittlere Windungslänge in cm,  
 $n$  = Windungszahl der Wicklung,  
 $d$  = Drahtdurchmesser in mm.

Bei den genormten M- und E/J-Kerntypen ist erfahrungsmäßig die mittlere Windungslänge der Sekundärwicklung um etwa 20% länger als die mittlere Windungslänge der Primärwicklung. Der Drahtdurchmesser errechnet sich aus der Beziehung

$$d = 1,13 \sqrt{\frac{I}{j}} \quad [\text{mm}] \quad (5)$$

oder

$$d^2 = 1,28 \frac{I}{j} \quad [\text{mm}^2] \quad (6)$$

$j$  ist hierin die Stromdichte in  $\text{A/mm}^2$ , die wir in der Sekundär- und Primärwicklung des Transformators gleichsetzen können. Für den Strom  $I$  ist die Einheit Ampere zu setzen. Somit erhalten wir für die Formel (3) folgende Beziehungen:

$$R_{\text{IT}} = \frac{26,4 \cdot (1,2 \cdot l_{\text{m}}) \cdot n_{\text{sek}} \cdot j}{1,28 \cdot I_{\text{sek}} \cdot 10^5} + \frac{26,4 \cdot l_{\text{ml}} \cdot n_{\text{pr}} \cdot j \cdot \bar{u}^2}{1,28 \cdot I_{\text{pr}} \cdot 10^5} \quad (7a)$$

Ohne Berücksichtigung der Verluste im Transformator ist der Primärstrom

$$I_{\text{pr}} = \bar{u} \cdot I_{\text{sek}}, \quad (8)$$

und damit wird

$$R_{\text{IT}} = \frac{20,6 \cdot (1,2 \cdot l_{\text{ml}}) \cdot n_{\text{sek}} \cdot j}{I_{\text{sek}} \cdot 10^5} + \frac{20,6 \cdot l_{\text{ml}} \cdot n_{\text{pr}} \cdot j \cdot \bar{u}}{I_{\text{sek}} \cdot 10^5} \quad (7b)$$

Setzen wir noch für den Sekundärstrom die Beziehung

$$I_{\text{sek}} = \frac{N_{\text{T}}}{U_{\text{sek}}}, \quad (9)$$



in der  $N_T$  die Leistung der Transformatorentype in VA bedeutet, ein, so wird der Innenwiderstand

$$R_{iT} = \frac{20,6 \cdot (1,2 \cdot l_{ml}) \cdot n_{sek} \cdot j \cdot U_{sek}}{N_T \cdot 10^5} + \frac{20,6 \cdot l_{ml} \cdot n_{pr} \cdot j \cdot U_{sek} \cdot \ddot{u}}{N_T \cdot 10^5} \quad (7c)$$

oder

$$R_{iT} = \frac{20,6 \cdot l_{ml} \cdot j \cdot U_{sek} \cdot n_{sek}}{N_T \cdot 10^5} \cdot (1,2 + 1) \quad (7d)$$

$$R_{iT} = \left[ \frac{45,4 \cdot l_{ml} \cdot j \cdot \frac{n_{pr}}{U_{pr}}}{N_T \cdot 10^5} \right] \cdot U_{sek}^2 \quad (7e)$$

Der in [ ] stehende Ausdruck ist für jede genormte Transformatorengröße eine Konstante, die wir mit  $k$  bezeichnen und auf die Einheit  $\text{Ohm}/V^2$  beziehen wollen. Somit lautet die Näherungsformel für den Innenwiderstand

$$R_{iT} \approx k \cdot U_{sek}^2 \quad (7f)$$

Aus der Tabelle II sind die Konstanten für die genormten M- und E/J-Kerntypen zu entnehmen:

Tabelle II

M-Kerntype		E/J-Kerntype	
Type	k in $\text{Ohm}/V^2$	Type	k in $\text{Ohm}/V^2$
42	0,11300	48	0,05940
55	0,02180	54	0,02560
65	0,00672	60	0,01300
74	0,00248	66	0,00890
85	0,00143	78	0,00358
102a	0,00068	84	0,00218
102b	0,00030		

In den Abb. 9 und 10 sind für die genormten Transformatoren-Kerntypen die Innenwiderstände (Richtwerte) sofort zu bestimmen. Das ist also der Ersatzwiderstand des Transformators, der sich aus dem ohmschen Sekundärwiderstand und dem auf die Sekundärseite transformierten ohmschen Widerstand der Primärwicklung zusammensetzt.

Also: 
$$R_{iT} = R_{sek} + R_{pr} \cdot \ddot{u}^2 \quad (3)$$

$\ddot{u}$  ist hierbei das Übersetzungsverhältnis der sekundären Spannung zur primären Spannung. In den Abb. 9 und 10 ist die Sekundärspannung gleich der Gleichspannung gesetzt worden, da der Stromflußwinkel mit  $90^\circ$  angenommen wurde, ein Wert, der in der Praxis meistens vorkommt. Die Gleichstromleistung ist für die beiden Schaltungsarten auch mitaufgetragen, um die Transformatorenkerntype in VA festzulegen.

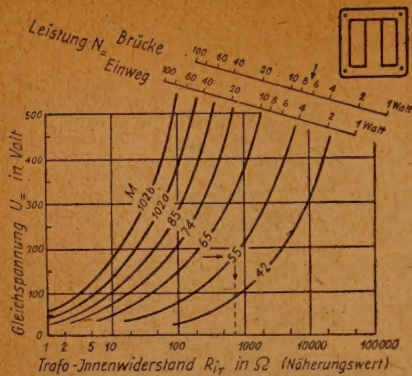


Abb. 9. Innenwiderstand der M-Kerntype

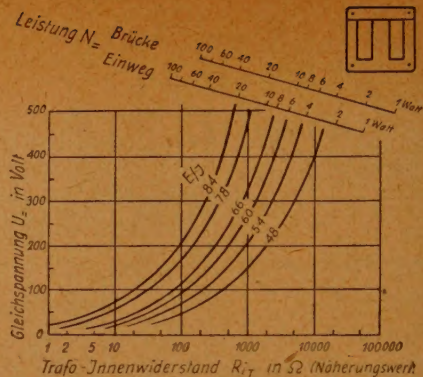


Abb. 10. Innenwiderstand der E/J-Kerntype

### Beispiel

Eine Gleichspannung von 180 V bei einer Gleichstromentnahme von 40 mA wird benötigt. Die Ladekapazität  $C_L$  sei 32  $\mu\text{F}$ , die Netzspannung 220 V. Es soll ein Gleichrichter in der Brückenschaltung verwendet werden. Wie groß ist der Innenwiderstand des Transformators?

Lösung: Die Gleichstromleistung ist

$$N = U \cdot I = 180 \text{ V} \cdot 0,040 \text{ A} = 7,2 \text{ Watt} \quad (10)$$

In der Abb. 9 finden wir für die Brückenschaltung bei 7,2 Watt die Transformatorgröße M 55. Für eine Gleichspannung  $U = 180 \text{ V}$  und der Type M 55 erhalten wir einen Innenwiderstand des Transformators von 800 Ohm. Dieser Richtwert kommt dem wirklichen Widerstandswert des Transformators sehr nahe. Der Trans-

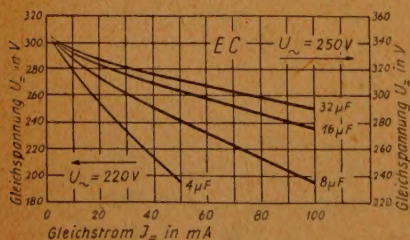


Abb. 11. Kennlinien des Einweg-Gleichrichters in Abhängigkeit verschiedener Ladekapazitäten  $C_L$

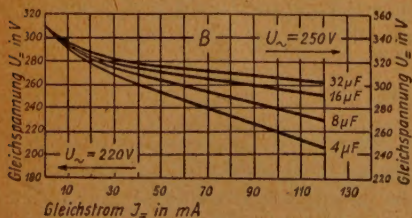


Abb. 12. Kennlinien des Brücken-Gleichrichters in Abhängigkeit verschiedener Ladekapazitäten  $C_L$

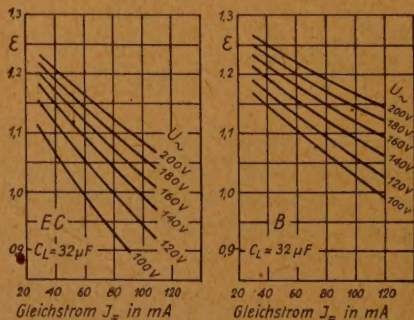


Abb. 13. Das Spannungsverhältnis  $\epsilon$  in Abhängigkeit der Gleichstrombelastung bei verschiedener Wechselspannung in der Einwegschaltung

Abb. 14. Das Spannungsverhältnis  $\epsilon$  in Abhängigkeit der Gleichstrombelastung bei verschiedener Wechselspannung in der Brückenschaltung



formator wurde gebaut; dann wurden im Betriebszustand die Wicklungswiderstände gemessen. Daraus ergab sich ein Trafo-Innenwiderstand von 762 Ohm. Bei maximaler Leistungsausnützung des Flachgleichrichters gelten folgende Richtwerte für den Innenwiderstand des Transformators (ohne Heizleistung):

Tabelle III

Flach- Gleichrichter Type SSF	Transformator				
	Leistung in VA	M-Kerntyp		E/J-Kerntype	
		Type	$R_{IT}$ in Ohm	Type	$R_{IT}$ in Ohm
E 220 C 80	47	74	120	84	106
E 250 C 75	50	74	155	84	136
E 220 C 100	59	85	70	84	106
E 250 C 90	60	85	90	84	136
B 220 C 90	31	74	120	78	173
B 250 C 85	33	74	155	78	224
B 220 C 120	42	74	120	84	106
B 250 C 110	43	74	155	84	136

### 3. Der Flachgleichrichter bei Netzanschluß

Wird der Gleichrichter direkt an eine Spannungsquelle  $U_{\sim} = 220$  V angeschlossen, so erübrigt sich ein Transformator. Hierfür ist für die Einweg- und Brückenschaltung in Abb. 11 und 12 je ein Kennlinienblatt entworfen. Als Parameter sind die verschiedenen Ladekondensatoren mit den Kapazitäten  $C_L = 4, 8, 16$  und  $32 \mu F$  eingezeichnet. Damit können wir bei einem gegebenen Gleichstrom  $I_{\sim}$  für die jeweilige Kondensatorgrößen  $C_L$  sofort die gesuchte Gleichspannung ablesen. Zum Beispiel für  $I_{\sim} = 70$  mA in Einwegschaltung nach Abb. 11 bei  $U_{\sim} = 220$  Volt erhalten wir mit  $C_L = 32 \mu F$  eine Gleichspannung,  $U_{\sim}$  von 262 V; in der Brückenschaltung nach Abb. 12 dagegen eine höhere Gleichspannung  $U_{\sim}$  von 272 V.

Nun kann es aber vorkommen, daß eine Stromquelle kleinerer Spannung zur Verfügung steht (auch ein Transformator großer Leistung bei niedriger Spannung hat einen sehr kleinen Innenwiderstand und gehört zu dieser Gruppe); dann ändert sich das Spannungsverhältnis  $U_{\sim} : U_{\sim}$ , das wir mit  $\varepsilon$  bezeichnen wollen. In diesem Falle ist für eine Ladekapazität  $C_L = 32 \mu F$  und den angegebenen entnehmbaren Gleichstrom  $I_{\sim}$  das Spannungsverhältnis  $\varepsilon$  in der Einweg- und Brückenschaltung in den Abb. 13 und 14 wiedergegeben.

Als Parameter sind hier die Wechselspannungen von 100 bis 200 Volt aufgetragen. Die gesuchte Gleichspannung ist einfach das Produkt der Wechselspannung mit dem Faktor  $\varepsilon$ , also:

$$U_{\sim} = U_{\sim} \cdot \varepsilon \quad (11)$$

#### Beispiel für Einweggleichrichter

Es steht eine Wechselspannungsquelle  $U_{\sim} = 160$  V zur Verfügung. Der Ladekondensator  $C_L$  sei  $32 \mu F$ . Der entnommene Gleichstrom  $I_{\sim}$  sei 70 mA. Es kommt

nach Abb. 3 ein SSF E 220 C 80 in Frage. Für diese Einwegtype erhalten wir nach Abb. 13 eine Gleichspannung

$$U_{-} = 1,10 \cdot 160 \text{ V} = 176 \text{ V}$$

#### Beispiel für die Brückengleichrichter

Es steht die gleiche Wechselspannung mit dem Kondensator  $C_L = 32 \mu\text{F}$  zur Verfügung. Der entnommene Gleichstrom sei wieder 70 mA. Nach Abb. 3 kommt ein Gleichrichter SSF B 220 C 90 zur Verwendung. Für diese Type erhalten wir eine Gleichspannung

$$U_{-} = 1,17 \cdot 160 \text{ V} = 187 \text{ V}$$

#### 4. Kennlinien des Flachgleichrichters mit Transformatorspeisung

Verwenden wir einen Transformator als Spannungsquelle, so ist sein Innenwiderstand  $R_{1T}$  mitzubersücksichtigen. Um auf einfache Weise die Dimensionierung des Netztesiles eines Gerätes zu bestimmen, wollen wir Kennlinien der Gleichrichtertypen zugrunde legen, die in ihrer Form denen der bereits veröffentlichten Kennlinien der Hochvakuum-Gleichrichter entsprechen.

In den Abb. 9 und 10 sind bereits die Kurven (Richtwerte!) zum Bestimmen des Innenwiderstandes des Transformators gegeben, so daß er als bekannt angesehen werden kann.

Damit sind wir in der Lage, aus den Abbildungen 15 und 16 sofort bei einer bestimmten Stromentnahme für eine Wechselspannung  $U_{\sim} = 220$  oder 250 Volt für die Einweg- und Brückenschaltung die Gleichspannung  $U_{-}$  zu bestimmen. Der Innenwiderstand des Gleichrichters ist in den Kurven schon enthalten.

Hierzu zwei Beispiele:

##### 1. Für die Einweggleichrichter

Wie groß ist die Gleichspannung  $U_{-}$  bei einer Gleichstromentnahme von  $I_{-} = 70 \text{ mA}$ , Transformatorspannung  $U_{\sim}$  von 220 V und Transformator-Innenwiderstand  $R_{1T}$  von 100 Ohm?

Nach Abb. 3 müssen wir einen Flachgleichrichter SSF E 220 C 80 verwenden. Wir finden in Abb. 15 hierfür eine Gleichspannung von  $U_{-} = 230 \text{ Volt}$ .

##### 2. Für die Brückengleichrichter

Es gelten die gleichen Werte des vorigen Beispiels. Nur ist nach Abb. 3 der Flachgleichrichter SSF B 220 C 90 zu verwenden. Damit erhalten wir nach Abb. 16 eine Gleichspannung  $U_{-}$  von 235 Volt.

Steht uns eine andere Wechselspannung  $U_{\sim}$  zur Verfügung, oder wird eine kleinere Gleichspannung  $U_{-}$  gefordert, und die Wechselspannung wird gesucht, dann gelten die Kennlinien der Abbildungen 17, 18 und 19, für die Einweggleichrichtung und die Abb. 20, 21 und 22 für die Brückengleichrichtung. Hier sind für die jeweiligen Schaltungsarten drei verschiedene Gleichstrombelastungen zugrunde gelegt. Der Lade-



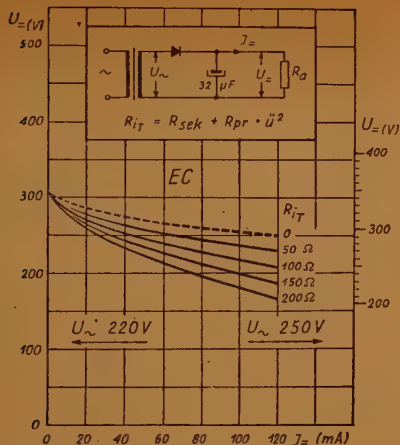


Abb. 15. Kennlinien des Flächgleichrichters in Einwegschaltung in Abhängigkeit des Transformator-Innenwiderstandes

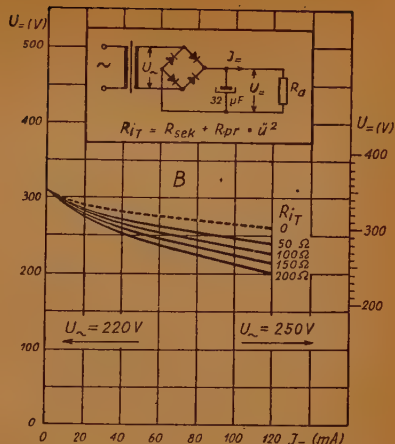


Abb. 16. Kennlinien des Flächgleichrichters in Brückenschaltung in Abhängigkeit des Transformator-Innenwiderstandes

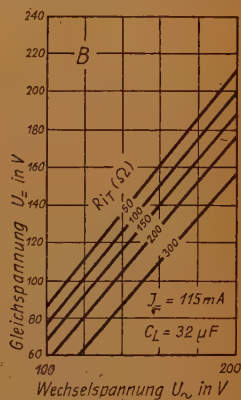
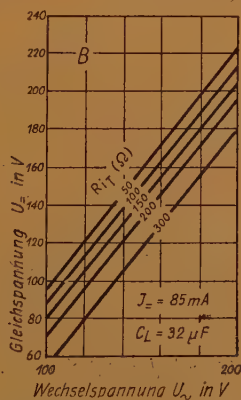
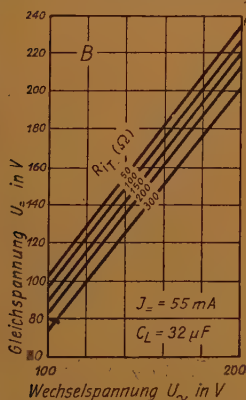


Abb. 17. Die Gleichspannung  $U_-$  in Abhängigkeit der Wechselspannung  $U_-$  und des Trafo-Innenwiderstandes  $R_{iT}$  bei einer Gleichstrombelastung  $I_-$  von 60 mA und einer Ladekapazität  $C_L$  von  $32 \mu F$  in der Einwegschaltung

Mitte: Abb. 18. Dasgl. bei einer Strombelastung  $I_-$  von 75 mA

Rechts: Abb. 19. Dasgl. bei einer Gleichstrombelastung  $I_-$  von 90 mA

kondensator wurde mit einer Kapazität  $C_L = 32 \mu F$  verwendet. Zwischenwerte lassen sich leicht interpolieren. Wir wollen hierzu ebenfalls zwei Beispiele angeben:

### 1. Für die Einweggleichrichter

Es wird eine Gleichspannung  $U_- = 160 V$  bei einer Gleichstromentnahme  $J_-$  von 75 mA benötigt. Nach Abb. 3 können wir die Type SSF E 220 C 80 verwenden. Der Richtwert des Transformator-Innenwiderstandes für die M-Kerntype sei nach Abb. 9 etwa 70 Ohm. Wie groß muß die Wechselspannung  $U_-$  am Transformator sein? Nach Abb. 18 erhalten wir eine Wechselspannung  $U_- = 168 Volt$ .

## 2. Für die Brückengleichrichter

Eine Gleichspannung  $U_{\sim}$  von 180 Volt und ein Gleichstrom  $J_{\sim}$  von 100 mA werden für ein Netzgerät benötigt. Welche Gleichrichtertypen können wir hierzu verwenden? Wie groß müssen der Transformator und der Innenwiderstand sein? Welche Wechselspannung ist erforderlich?

Die Gleichstromleistung ist  $180 \text{ Volt} \cdot 0.1 \text{ A} = 18 \text{ Watt}$ . Nach Abb. 9 erhalten wir für die Brückenschaltung die Transformator-Kerntype M 65, und für 180 V Gleichspannung entnehmen wir einen Innenwiderstand mit dem Richtwert von 200 Ohm. Nach Abb. 3 kommt ein Flachgleichrichter SSF B 220 C 120 in Frage.

Da für 100 mA keine Kurven angegeben sind, müssen wir aus den Abb. 21 und 22 durch Interpolation die dem Transformator zugehörige Wechselspannung  $U_{\sim}$  bestimmen.

Nach Abb. 21 erhalten wir für  $U_{\sim} = 180 \text{ V}$  und

$$R_{1T} = 200 \text{ Ohm}$$

eine Wechselspannung von  $U_{\sim} = 180 \text{ Volt}$

Nach Abb. 22 erhalten wir für  $U_{\sim} = 180 \text{ V}$  und

$$R_{1T} = 200 \text{ Ohm}$$

eine Wechselspannung von  $U_{\sim} = 202 \text{ V}$

Das heißt also für

85 mA Gleichstromentnahme benötigen wir eine Spannung von 180 V

115 mA Gleichstromentnahme benötigen wir eine Spannung von 202 V, somit für 100 mA Gleichstromentnahme

$$180 \text{ V} + 202 \text{ V} = 382 \text{ V}; \frac{382}{2} = 191 \text{ Volt.}$$

Für die Bemessung des Transformators, d. h. Spannungen und Ströme der beiden Wicklungen, sowie Drahtdurchmesser sei auf die Arbeit des Verfassers in FUNK UND TON, 5 [1951] H. 9, S. 449...465 verwiesen. Hierbei sei nochmals ausdrücklich betont,

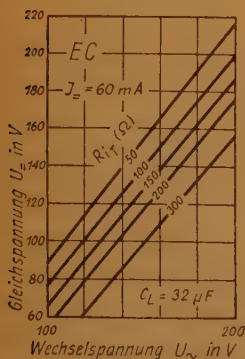
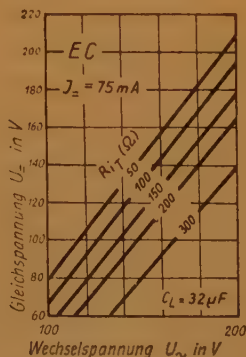
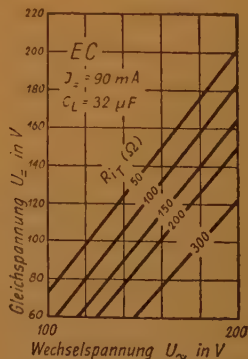


Abb. 20. Die Gleichspannung  $U_{\sim}$  in Abhängigkeit der Wechselspannung  $U_{\sim}$  und des Trafo-Innenwiderstandes  $R_{1T}$  bei einer Gleichstrombelastung  $I_{\sim}$  von 55 mA und einer Ladekapazität  $C_L$  von  $32 \mu\text{F}$  in der Brücken-Schaltung



Mitte: Abb. 21. Dasgl. bei einer Gleichstrombelastung  $I_{\sim}$  von 85 mA



Rechts: Abb. 22. Dasgl. bei einer Gleichstrombelastung  $I_{\sim}$  von 115 mA



daß die Wechselspannungen und Ströme stets Effektivwerte darstellen. Messungen dieser nichtsinusförmigen Wechselspannung und Stromkurven im Transformator, die durch den Gleichrichter und Kondensator hervorgerufen werden, sind nur mit Drehspulinstrument mit Thermoumformer durchzuführen. Ein Vielfachinstrument,

Tabelle IV

Gleichrichter-Röhren	Siemens-Selen-Flachgleichrichter
AZ 1	SSF B 250 C 110
AZ 11	SSF B 250 C 110
AZ 12	2 × SSF E 250 C 90 *)
AZ 41	SSF B 250 C 85
EZ 40	SSF B 250 C 85
EZ 80	SSF B 250 C 85
UY 41	SSF E 220 C 100
	SSF E 220 C 80
PY 82	2 × SSF E 220 C 80

\*) mit ausgeführter Mitte

Tabelle V

Flachgleichrichter für eine zulässige effektive Wechselspannung  $U_{\sim}$  von 125 Volt.

Type SSF	Gleichstrom in mA	Maße in mm (s. Abb. 3)			Gewicht in g
		h	b	d	
E 125 C 60	60	27	18	10	12
E 125 C 120	120	46	35	5	34
E 125 C 150	150	46	35	5	34
E 125 C 180	180	88	38	5	45
V 12 C 75	75	46	35	5	34
V 125 C 90	90	88	38	5	45
B 125 C 150	150	46	35	8	48
B 125 C 180	180	88	38	5	45
B 125 C 225	225	88	38	5	45

### Typenerläuterung

SSF . . . . .	Siemens-Selen-Flachgleichrichter
E . . . . .	Einwegschaltung
V . . . . .	Verdopplerschaltung
B . . . . .	Brückenschaltung
125 . . . . .	effektive Wechselspannung in Volt
C . . . . .	Kondensatorbelastung
60 . . . . .	zulässige Gleichstrombelastung in mA

d. i. ein Meßinstrument mit Gleichrichter, ganz gleich welcher Art, darf zu diesen Messungen nicht verwendet werden.

Auf die Frage, welche Siemens-Selen-Flachgleichrichter anstelle von Gleichrichterröhren geeignet sind, gibt Tabelle IV Auskunft.

Damit sind die Voraussetzungen geschaffen, den Trockengleichrichter der Typenreihe für 220 bzw. 250 Volt in allen Rundfunkgeräten mit Vorteil zu verwenden.

Für die Typenreihe der 125-Volt-Gleichrichter liegen zur Zeit noch keine Kennlinien vor. Sie werden in einer späteren Arbeit veröffentlicht. Zur näheren Information geben wir eine Zusammenstellung dieser Flachgleichrichter in der Tabelle V.

### **Zusammenfassung**

Nachdem der Aufbau des neuen Flachgleichrichters für Rundfunkgeräte kurz besprochen ist, wird für die genormten M- und E/J-Kerntypen eine Näherungsformel abgeleitet, nach der sich der Innenwiderstand des Transformators berechnen läßt. Auf dieser Grundlage hat der Verfasser für die Gleichrichter Kennlinien entworfen, die es in einfacher Weise gestatten, bei Berücksichtigung des Innenwiderstandes die Gleich- und Wechselspannungen bei verschiedener Gleichstromentnahme zu bestimmen. In Anlehnung an die Kennlinien der Hochvakuumgleichrichterröhren sind für die Wechselspannungen von 220 und 250 Volt für die beiden Schaltungsarten Kennlinienblätter entworfen, die für alle Siemens-Flachgleichrichter Gültigkeit haben. Die Anwendung der verschiedenen Kurvenblätter wurde an mehreren Beispielen gezeigt.

### **Schrifttum**

- [1] R. Kühn Der Kleintransformator, Winterscher Verlag, Füßen, 1949.
- [2] R. Kühn Der neue Siemens-Selen-Rundfunk-Gleichrichter und die Größe des Transformators und der Drossel, FUNK UND TON, Bd. 5 [1951]; Heft 9, S. 449...465, und in Entwicklungsberichte der Siemens und Halske AG 14. Jahrg. 4. Folge, [1951] Dezember, Seite 331...338.
- [3] Siemens-Rundfunknachrichten. Der neue Siemens-Selen-Flachgleichrichter 16. Jahrg. November [1951], Seite 12...13.



# Einige Demonstrationsversuche aus der Magnetik<sup>1)</sup>

In neuerer Zeit ist das Anwendungsgebiet magnetischer Werkstoffe erheblich breiter geworden. Hierzu hat die Entwicklung spezieller Materialien, z. B. magnetisch weicher Stoffe mit sehr hoher Permeabilität oder magnetisch harter Legierungen beträchtlicher Koerzitivkraft, beigetragen. Auch die Wechselwirkungen zwischen magnetischen und anderen physikalischen Größen haben zu neuartigen Anwendungen geführt.

Für den in Technik oder Forschung tätigen Wissenschaftler erhöht sich damit die Wahrscheinlichkeit, daß ihm magnetische Werkstoffe als Hilfsmittel oder Gegenstand seiner Arbeit begegnen. Hierauf sollte ihn das Studium in wachsendem Maß vorbereiten. Als wirksame Unterstützung können hierbei Demonstrationen dienen, welche die Werkstoffeigenschaften möglichst anschaulich zum Ausdruck bringen. Eine Anzahl solcher Experimente ist im folgenden zusammengestellt.

## Aufzeichnung der Magnetisierungskurve mit der Braunschen Röhre

In verschiedenen Lehrbüchern<sup>2)</sup> wird ein Demonstrationsversuch zur Aufzeichnung der Magnetisierungskurve mit der Braunschen Röhre beschrieben. Hierbei werden zwei gekreuzte Spulenpaare für die Ablenkung des Elektronenstrahls verwendet. Das Paar mit waagerechter Achse, welches die y-Koordinate steuert, enthält Eisenkerne, während das zweite Paar, das die x-Ablenkung bewirkt, eisenlos ist. Demgemäß hängt die für die waagerechte Ablenkung maßgebende Induktion nur von der magnetischen Feldstärke  $H$  ab, während für die dazu senkrechte Richtung zu  $H$  noch die Magnetisierung hinzukommt. Man wählt die Windungszahlen so, daß die maximalen Induktionen etwa gleich sind und sich beim Betrieb mit Wechselstrom das bekannte Bild der Magnetisierungskurve in Gestalt einer Hysteresisschleife ergibt. Diese ist jedoch infolge Entmagnetisierung gesichert.

Demgegenüber besitzt die nun zu beschreibende Anordnung den Vorteil, daß man einen geschlossenen Eisenkern, z.B. einen Ringkern oder einen Mantelkern, verwenden kann,

und daß die Magnetisierungskurve unverzerrt erscheint. Voraussetzung ist ein Katodenstrahloszillograf mit Verstärker für die senkrechte Ablenkung<sup>3)</sup>. Es wird die in Abb. 1 angegebene Schaltung benutzt. Auf dem Eisenkern sind zwei Wicklungen angebracht. Die erste wird über einen Widerstand  $R$  an das Wechselstromnetz angeschlossen. Sie ist so dimensioniert, daß Sättigung erreicht wird. Der erregende Strom erzeugt am Widerstand  $R$  einen

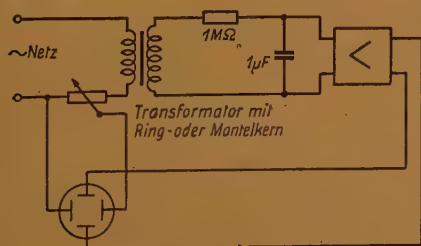


Abb. 1. Aufzeichnung der Magnetisierungskurve mit dem Katodenstrahloszillografen

<sup>1)</sup> Aus der Vorlesung „Magnetik“ des Verfassers.

<sup>2)</sup> Z. B. Müller-Pouillet, Lehrbuch der Physik, Bd. IV, Teil 2. Braunschweig 1932.

<sup>3)</sup> Siehe auch ATM. Februar 1951, S. T 24.

Spannungsabfall. Dieser wird für die waagerechte Ablenkung des Elektronenstrahls benutzt. Die x-Koordinate ist daher dem Strom I bzw. der Feldstärke H proportional.

In der zweiten Wicklung entsteht durch Induktion eine Spannung U, welche mit dem Fluß  $\Phi$  im Eisenkern durch die Beziehung

$$U = -n \frac{d\Phi}{dt}$$

verknüpft ist. Für einen gegebenen Querschnitt q läßt sich schreiben

$$U = -n \cdot q \frac{dB}{dt}$$

Soll aus der induzierten Spannung Aufschluß über B erhalten werden, so integriert man zweckmäßig

$$\int U dt = -n \cdot q \cdot B$$

Dies kann in guter Näherung durch eine Kapazität C erfolgen, die über einen hohen Widerstand R mit der Sekundärspule verbunden ist. Es gilt nämlich für die Spannung an C

$$U_C = 1/C \int I dt \approx \frac{1}{CR} \int U dt,$$

sofern  $U_C \ll U$  bleibt.

Die an der Kapazität abgegriffene Spannung wird über den im Katodenstrahloszillografen vorhandenen Verstärker den Platten für die senkrechte Ablenkung zugeführt. Man erhält somit die gewünschte Darstellung

$$B = f(H)$$

Durch Variation der verschiedenen Schaltelemente sind die Maßstäbe in weiten Grenzen wählbar. Grundsätzlich läßt sich die Schaltung auch mit nur einer Wicklung ausführen, jedoch geht in diesem Fall deren ohmscher Spannungsabfall in die Integration ein und verursacht eine geringfügige Verzerrung.

### Die Abhängigkeit der Permeabilität von der erregenden Feldstärke

Bei ferromagnetischen Stoffen hängt die Permeabilität vielfach in starkem Maße von der magnetischen Feldstärke ab. Die Beziehung

$$\mu = f(H),$$

worin  $\mu$  die Permeabilität (in diesem Fall die differentielle Permeabilität <sup>4)</sup> und H die Feldstärke bedeuten, läßt sich ebenfalls mit Hilfe der Braunschen Röhre im Diagramm aufzeigen. Der Versuchsanordnung liegt folgender Gedanke zugrunde: Fließt ein veränderlicher Strom I durch eine Selbstinduktivität L, dann wird eine Spannung U induziert, welche der Beziehung

$$U = -L \cdot \frac{dI}{dt} \text{ gehorcht.}$$

<sup>4)</sup> Becker-Döring, Ferromagnetismus, Berlin 1939.



Da zwischen der Induktivität und der Permeabilität im Feldraum der Spule Proportionalität besteht, darf man schreiben

$$U = -C \cdot \mu \cdot \frac{dI}{dt}$$

Hierin ist  $C$  eine Konstante.

Hält man nun die zeitliche Stromänderung  $\frac{dI}{dt}$  konstant, dann gilt  $U \sim \mu$ , und wegen

$H \sim I$  ergibt sich in linearen Maßstäben die gewünschte Funktion

$$\mu = f(H),$$

wenn man den Momentanwert der induzierten Spannung über dem erregenden Strom aufträgt. Der lineare Anstieg oder Abfall eines Stromes ist natürlich zeitlich begrenzt, da  $I$  nur endliche Werte annehmen kann. Zweckmäßig wählt man für den Stromverlauf eine periodische Funktion in Gestalt einer Sägezahnkurve mit linearem Anstieg und steilem Abfall, wie sie für die Ablenkspannung in Oszillografen gebräuchlich ist. Den Strom durch die Induktivität leitet man mit Hilfe einer Verstärkerröhre aus eben dieser Ablenkspannung ab. Die induzierte Spannung wird an die Platten für senkrechte Ablenkung des gleichen Oszillografen angeschlossen. Auf dem Leuchtschirm entsteht dann die Funktion  $\mu = f(H)$  als stehendes Bild. Abb. 2 zeigt die hierzu notwendige, recht einfache Schaltung.

Zweckmäßig unterdrückt man den Spannungstoß, der beim steilen Abfall des Stromes entsteht, durch einen Edelgas-Ableiter.

### Veranschaulichung der Remanenz

Die Remanenz gewöhnlichen weichen Eisens wird oft unterschätzt. Folgender Versuch kann ihre Größe und Wirkung veranschaulichen.

In Abb. 3 ist eine Spule mit geschlossenem Eisenkern dargestellt. Dieser besteht aus zwei U-förmigen Teilen mit sauber geschliffenen Endflächen. Die Spule wird mit Gleichstrom erregt, so daß Sättigung eintritt. Die Kernhälften haften nun mit großer Kraft aufeinander. Infolge Remanenz bleibt ein ansehnlicher Teil dieser Kraft auch nach Abschalten des Feldes bestehen. Reißt man jedoch den Kern auseinander, dann geht der remanente Magnetismus fast völlig verloren, und man spürt nach Wiederausammenfügen nur noch recht kleine Haftkräfte.

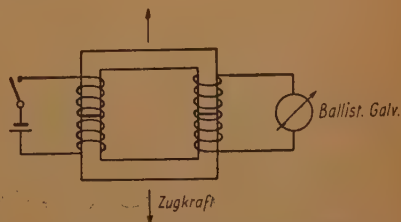
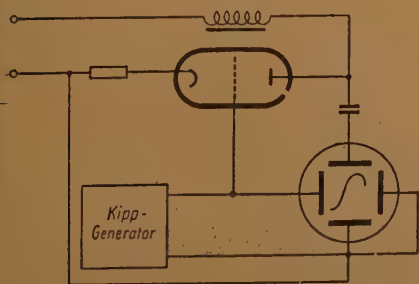


Abb. 3. Nachweis der Remanenz

Links: Abb. 2. Aufzeichnung der Funktion  $\mu = f(H)$  mit dem Katodenstrahloszillografen

Diesen an sich bekannten Versuch\*) kann man noch anschaulicher gestalten, wenn man den magnetischen Fluß im Kern durch ein Kriechgalvanometer anzeigen läßt. Hierzu wird auf dem Kern eine zweite Spule angebracht, welche mit einem stark gedämpften Drehspulgalvanometer kleiner Richtkraft verbunden ist. Beim Einschalten des Stromes erhält man einen bestimmten Ausschlag, welcher dem erzeugten magnetischen Fluß proportional ist. Unterbricht man den Strom, dann geht der Ausschlag nicht auf Null zurück, sondern es bleibt ein Restausschlag bestehen, der je nach der Qualität des Kernmaterials zwischen  $\frac{1}{3}$  bis  $\frac{1}{2}$  des ursprünglichen Wertes beträgt. Erst wenn man den Kern auftrennt, geht der Lichtzeiger wieder annähernd in seine Ausgangsstellung. Fügt man die Kernteile neu zusammen, dann ergibt sich wieder ein Ausschlag, der jedoch nur einen Bruchteil des anfänglichen Wertes ausmacht. Bei dem durch remanenten Fluß zusammengehaltenen Kern genügt wegen der geringen Koerzitivkraft des weichen Eisens eine verhältnismäßig kleine Erregung entgegen der ursprünglichen Feldrichtung, um die Induktion und damit die Kraftwirkung zu Null zu machen.

Hiervon kann man sich leicht überzeugen, wenn man den magnetisierten Kern mit einer Zugkraft, z. B. einem Gewicht, belastet, einen Draht durch die Kernöffnung zieht und diesen mit einem Gleichstrom oder mit Wechselstrom beschickt. Es genügt eine Stromstärke von einigen Ampere, um den Zusammenhalt zu lösen.

### Anzeige der magnetischen Verluste von Eisen im magnetischen Wechselfeld

Die Hysteresiskurve von ferromagnetischen Stoffen schließt eine Fläche ein, deren Inhalt einer Verlustarbeit gleichbedeutend ist. Außerdem entstehen bei Magnetisierung im Wechselfeld noch Wirbelstromverluste und Verluste durch magnetische Nachwirkung\*).

Die Teilverluste bewirken zusammen eine von der Frequenz des erregenden Wechselstroms abhängige Verlustleistung, die sich in einer Phasenverschiebung zwischen Strom und magnetischem Fluß äußert. Der entstehende Verlustwinkel läßt sich im Schauversuch auf einfache Weise quantitativ anzeigen.

Als Untersuchungsbeispiel sollen Streifen aus Transformatorenblech gleicher Abmessungen, aber verschiedener Verlustziffern dienen. (Die vom Hersteller im W/kg angegebenen Zahlen beziehen sich auf 50 Hz und eine vorgegebene Magnetisierung.)

Man stellt sich eine rechteckige flache Spule her, welche nach Abb. 3 gerade den Probestreifen aufzunehmen vermag und deren Wicklung nur aus einer einzigen Lage von etwa 0,8 mm starkem Draht besteht. In die Zwischenräume der Windungen ist mit dünnem Draht eine zweite Lage gewickelt. Die erste Wicklung wird — zweckmäßig über einen Regeltransformator und einen Vorwiderstand — mit dem praktisch sinusförmigen Wechselstrom aus dem Lichtnetz betrieben. Man stellt die Stromstärke so ein, daß sich eine Erregung von etwa 10 A/cm ergibt. Im Stromkreis liegt ein zweiter ohmscher Widerstand, an dem ein Spannungsabfall von etwa 10 V entstehen soll. Parallel zum Widerstand legt man zwei gleichsinnig in Reihe geschaltete einzellige Selengleichrichter, die für etwa 60 mA ausgelegt sein sollten. Der Widerstand besitzt einen regelbaren Abgriff, an dem das eine Ende der Sekundärspule liegt. Das andere Ende der Spule ist über ein Drehspul-Milliamperemeter an den Verbindungspunkt der beiden Gleichrichter angeschlossen. Die Anordnung hat folgende Wirkungsweise:



Betrieht man die Spule ohne Eisenkern, dann wird ein sinusförmig verlaufender magnetischer Fluß hervorgerufen, der mit dem Strom in Phase ist und in der Sekundärspule um  $90^\circ$  phasenverschobene Spannung hervorruft. Nun sind die Gleichrichter so geschaltet, daß sie im Takt des erregenden Stromes öffnen und sperren<sup>5)</sup>. Bei um  $90^\circ$  phasenverschobener Sekundärspannung ist der Strom im Anzeigekreis im zeitlichen Mittel gleich null, sofern die Schaltung symmetrisch ist. Dies läßt sich durch Abgleich an  $R_1$  erreichen.

Schiebt man nun den Probestreifen ein, dann entsteht eine Phasenverschiebung zwischen Erregung und magnetischem Fluß, und in der induzierten Spannung tritt eine

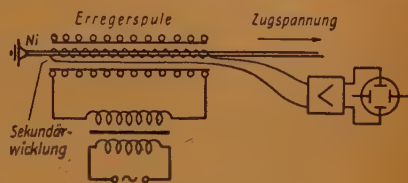
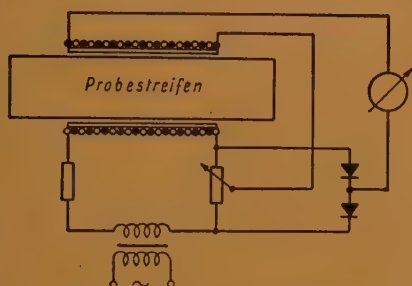


Abb. 5. Einfluß mechanischer Spannungen auf die Permeabilität

Links: Abb. 4. Anzeige von magnetischen Verlusten mit Hilfe phasempfindlicher Gleichrichtung

dem erregenden Strom gleichphasige Komponente auf, welche sich durch einen Ausschlag des Anzeigegerätes bemerkbar macht. Bei Einschieben verschiedener Blechproben stellt man fest, daß die Ausschläge des Instruments den vom Hersteller angegebenen Verlustziffern recht gut proportional sind.

### Abhängigkeit der Permeabilität von der mechanischen Spannung

Werden die Elementarbezirke eines ferromagnetischen Stoffes durch ein äußeres magnetisches Feld ausgerichtet, dann treten äußerliche Deformationen auf, die als Magnetostriktion bezeichnet werden. Unterdrückt man diese Formänderungen durch eine entgegengesetzt gerichtete mechanische Spannung, dann wird die Ausrichtung erschwert. Damit sinkt die Permeabilität. So ergibt sich für reines Nickel eine Verminderung der Permeabilität, wenn das Material in Richtung des magnetischen Feldes durch Zug beansprucht wird<sup>3)</sup>. Diesen Effekt kann man auf folgende Weise deutlich sichtbar machen:

Man glüht einen etwa 1 mm starken Nickeldraht sorgfältig aus und läßt ihn langsam erkalten. Hierauf wird er nach Abb. 5 mit einer Wicklung aus 0,1 mm starkem lackierten Kupferdraht versehen, die ihn auf etwa 10 cm bedeckt. Der Draht wird nun in eine Zylinderspule von etwa 20 cm Länge und 0,5 cm Durchmesser eingeschoben, welche eine einlagige Wicklung aus 0,5 mm starkem Kupferdraht trägt. Die Wicklung auf dem Nickeldraht verbindet man mit dem Eingang eines Oszillografen, der einen eingebauten Verstärker besitzen soll. Man erregt die äußere Spule mit einer niederfrequenten Wechselspannung. Durch die unmittelbar am Nickelkern anliegende Sekundärwicklung wird praktisch nur derjenige magnetische Fluß umschlossen, für

<sup>5)</sup> Siehe auch W. Geyger, Fremdgesteuerte Meßgleichrichter, ATM Z 52, 7. Oktober 1948.

welchen die Permeabilität des Nickels maßgebend ist. Auf dem Leuchtschirm erhält man eine Sinuskurve, deren Amplitude abnimmt, wenn man den Draht durch Zug belastet. Gleichzeitig treten Verzerrungen auf, welche von wachsendem Einfluß magnetischer Sättigung herrühren.

Hält man den Draht unter konstanter Spannung, dann erleidet er periodische Längenänderungen. Diese lassen sich hörbar machen, wenn man das Ende des Drahtes an einer gespannten Membran befestigt.

### Zusammenfassung

Es werden Schauversuche beschrieben, die sich auf magnetische Eigenschaften von ferromagnetischen Stoffen beziehen. Die Abhängigkeit der Induktion und der Permeabilität von der Feldstärke läßt sich mit Hilfe der Braunschen Röhre sichtbar machen. Über die Remanenz in einem geschlossenen Eisenkern gibt Flußmessung mit dem Kriechgalvanometer Aufschluß. Mit Hilfe einer phasenempfindlichen Gleichrichterschaltung lassen sich die magnetischen Verluste von Eisenblech unmittelbar anzeigen. Schließlich kann die Abhängigkeit der Permeabilität von der mechanischen Spannung mit Hilfe des magnetischen Flusses durch einen Nickeldraht demonstriert werden.

\*

\*

\*



# Hochfrequenzkurvenschreiber für 100 kHz ... 230 MHz

(Mitteilung aus der Firma Arthur Klemt, Olching bei München)

Man geht immer mehr dazu über, Frequenzkurven von Verstärkern, Schwingungskreisen, Filtern usw., vor allem, wenn sie breitbandig sind oder einen vorgeschriebenen Verlauf haben müssen, durch Wobbelung auf einer Braunschen Röhre aufzuzeichnen. Diese Tendenz wurde erheblich durch die Entwicklung des Fernsehens gefördert, da eine rationelle Fertigung von Fernsehgeräten überhaupt nur durch diese Meßmethode möglich ist. Zu diesem Zweck wurde ein Kurvenschreiber entwickelt, welcher in den Frequenzbereichen 100 kHz...110 MHz und 170...230 MHz arbeitet und dessen Wobbelhub von 0...20 MHz einstellbar ist. Durch die gewählte Schaltung ist er universell verwendbar. Im UKW-Rundfunk- und Fernsehgebiet findet er vor allem Verwendung beim Abgleich der Zwischenfrequenz- und Vorkreise sowie der Videoverstärker.

## Die Schaltung

Das Blockschaltbild zeigt Abb. 1. Ein Hochfrequenzgenerator mit dem Frequenzbereich 165...220 MHz wird durch Vormagnetisierung eines HF-Eisenkernes mit 50 Hz gewobbelt. Der Wobbelhub kann dabei von 0...20 MHz eingestellt werden. Dem Hochfrequenzgenerator ist eine aperiodische Verstärkerstufe nachgeschaltet, die auch in Verbindung mit 2 weiteren auf 220 MHz und 275 MHz abgestimmten Generatoren als Mischröhre dient, um die Frequenzbereiche 10 kHz...55 MHz und 55...110 MHz zu erhalten. Ein auf die Verstärkerstufe folgender ohmscher Spannungsteiler gestattet die Einstellung einer Ausgangsspannung von 50  $\mu$ V...50 mV.

In der erwähnten Verstärkerstufe kann auch eine Amplitudenmodulation der Hochfrequenzspannung mit 200 kHz vorgenommen werden, was besonders dann wertvoll ist, wenn die vom Meßobjekt gelieferte Spannung klein und verbrummt ist (z. B. bei der Aufzeichnung der Frequenzkurven von Einzelkreisen bei Allstromgeräten).

Die vom Meßobjekt abgegebene Spannung wird in einem Verstärker verstärkt, welcher wahlweise auf „selektiv“ (200 kHz) oder „Breitband“ (5 Hz...50 kHz) umgeschaltet

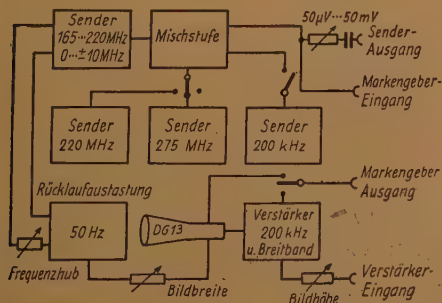


Abb. 1. Blockschaltbild des Hochfrequenzkurvenschreibers



Abb. 2 Ansicht des Senderteiles

werden kann. Dementsprechend sind die aufgezeichneten Bilder verschieden. Wird die gewobbelte Meßspannung nicht moduliert, so wird die Frequenzkurve als Linie gezeichnet, wobei durch die Austastung des gewobbelten Generators während des Rücklaufes eine Nullinie entsteht, wohingegen bei modulierter Meßspannung ein ausgefülltes doppeltes Bild entsteht, dessen Umhüllende heller ist.



Abb. 3. Innere Ansicht des Hochfrequenzkurvenschreibers  
links unten: Abgeschirmter Senderteil, rechts unten: Netzteil

### Die Ausführung

Um im Bereich 170...230 MHz ohne mechanisch-bewegliche Teile und ohne zu großen Röhrenaufwand den verhältnismäßig großen Wobbelhub von 20 MHz zu erhalten, wurde die Wobbelung durch Vormagnetisierung eines Hochfrequenzeisenkernes vorgenommen. Der Hochfrequenzeisenkern, auf welchem sich die frequenzbestimmte Wicklung befindet, liegt im magnetischen Kreis eines aus Blechen bestehenden Eisenkernes, dessen Magnetfluß durch eine aufgebraute Wicklung mit 50 Hz verändert wird.

Die Speisung dieser Wicklung und damit die Größe des Wobbelhubes erfolgt mit der Netzspannung, die mittels eines Schalters von verschiedenen Anzapfungen des Netztransformators abgegriffen wird, und zwar sind folgende Wobbelhube einstellbar: 1, 2, 5, 10 u. 20 MHz. Zur Einstellung des Frequenzbereiches 170...230 MHz ist ein kleiner Drehkondensator vorgesehen.

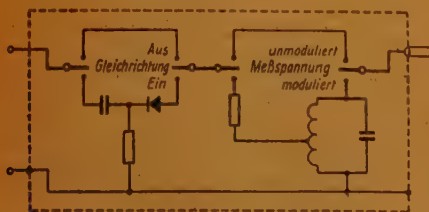


Abb. 4. Schaltung des Tastkörpers



Abb. 5. Ansicht des Hochfrequenzkurvenschreibers HK 200 M



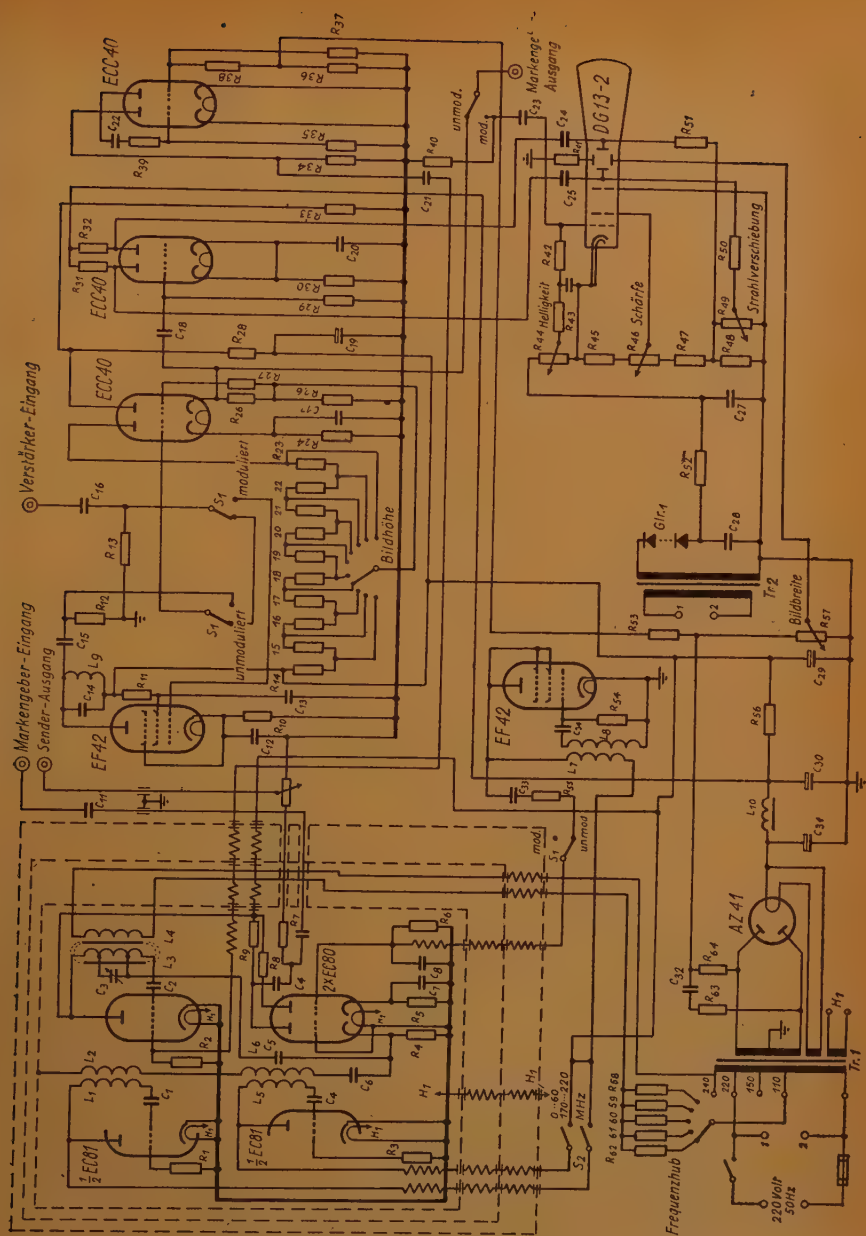


Abb. 6. Schaltung des Hochfrequenzkurvenschreibers HK 200 M

Der Senderteil mit der Röhre EC 81, die nachfolgenden Verstärkerstufen ( $2 \times$  EC 80) und die beiden weiteren Sender mit der Röhre ECC 81 sind gemeinsam in einem Aluminiumgußkasten untergebracht, an welchem auch der Magnetkern befestigt ist (Abb. 2). Um die notwendige Dichtigkeit zu erhalten, ist dieses Senderaggregat mit zwei geschlossenen Abschirmungen umgeben.

Mit Ausnahme des Netztesiles, welcher für sich in einem besonderen am äußeren Gehäuse befestigten Eisenblechkasten untergebracht ist, sind die Teile der übrigen Schaltung auf zwei langen schmalen Chassis zu beiden Seiten der Abschirmung der Braunschen Röhre montiert (Abb. 3).

Der Verstärker zur Verstärkung der gleichgerichteten nach dem Meßobjekt herrschen-

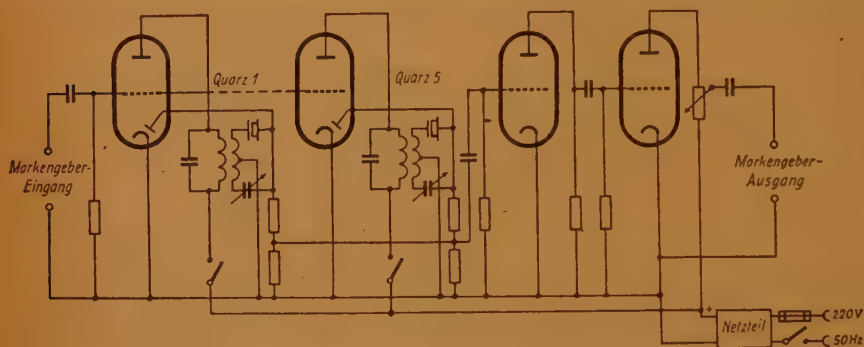


Abb. 7. Blockschaltbild des Frequenzmarkengebers FMG 50 M

den Spannung mit 3 Röhren ECC 40 ist umschaltbar. In einem Falle kann er als selektiver Verstärker für 200 kHz und einer Verstärkung von 50 000, im anderen Fall als Breitbandverstärker 5 Hz...50 kHz mit einer Verstärkung von 1000 geschaltet werden. Die Verstärkungsregelung im Verhältnis 1 : 1000 erfolgt hinter der ersten Röhre mit einem 10-stufigen Schalter.

Zur Anpassung des Einganges des Verstärkers an die verschiedenen Meßfälle kann auf die Eingangsbuchse ein Kabel aufgesteckt werden, welches mit einem Tastkörper versehen ist. Der Tastkörper kann wahlweise für eine unmodulierte oder für die mit 200 kHz modulierte Meßspannung geschaltet werden. Im letzteren Fall wird die Kabelkapazität durch eine Spule kompensiert. Außerdem kann ein Gleichrichter eingeschaltet werden, wenn z. B. ein solcher im Meßobjekt nicht vorhanden ist (Abb. 4).

Die waagerechte Ablenkspannung für die Braunsche Röhre wird der Sekundärwicklung des Netztransformators entnommen und ist daher synchron mit dem Verlauf der Wobbelung. Da diese mit Sinusspannungen erfolgt, wird der Rücklauf ausgeblendet. Zu diesem Zweck wird eine Spannung von 50 Hz zu einer Rechteckspannung verzerrt und damit während einer Halperiode der gewobbelte Sender ausgetastet. Man vermeidet dadurch eine Doppelzeichnung der Frequenzkurve und, was sehr vorteilhaft ist, das Vorhandensein einer Nulllinie auf der Braunschen Röhre.

Das Äußere des Kurvenschreibers geht aus Abb. 5 und die Schaltung aus Abb. 6 hervor. Alle Knöpfe, mit Ausnahme der Strahlverschiebung, sind an der Frontplatte angeordnet. Als Braunsche Röhre findet eine DG 13-2 Verwendung.

## Erzeugung von Frequenzmarken

Bei der Aufzeichnung von Frequenzkurven, namentlich solcher von Breitbandverstärkern, ist es erforderlich, Frequenzmarken für markante Frequenzen abzubilden. Zu diesem Zweck wurden besonders Frequenzmarkengeber entwickelt. Für Frequenzen unter 60 MHz finden als frequenzbestimmende Glieder Quarzfilter und über 60 MHz quartzgesteuerte Sender Verwendung. Das Prinzip zur Frequenzmarkenerzeugung ist grundsätzlich in beiden Fällen das gleiche. Die gewobbelte Meßspannung gelangt an den Eingang verschiedener auf die markanten Frequenzen abgestimmten Quarzfilter und erzeugt am Ausgang einen Hochfrequenzimpuls, welcher gleichgerichtet und verstärkt wird (Abb. 7), bzw. wird mit den Frequenzen der quartzgesteuerten Sender gemischt, in

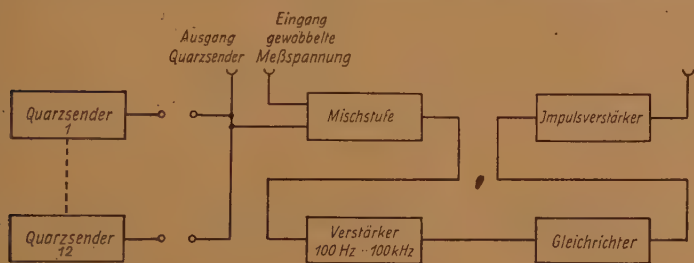


Abb. 8.  
Blockschaltbild  
des Frequenz-  
markengebers  
für die Fern-  
schfrequenzen

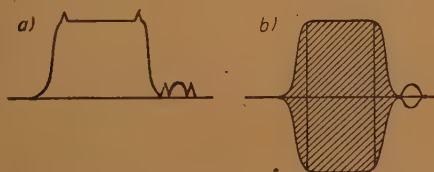


Abb. 9. Frequenzkurven mit Frequenzmarken  
a) Meßspannung unmoduliert  
b) Meßspannung moduliert

einem Niederfrequenzverstärker mit einer Bandbreite von etwa 100 kHz verstärkt und gleichgerichtet (Abb. 8). In beiden Fällen entstehen Impulse, wenn die gewobbelte Meßspannung gleich der der Quarzfilter bzw. der der Quarzsender ist. Diese können entweder direkt an die senkrechten Platten der Braunschen Röhre gegeben oder zur Dunkelsteuerung verwen-

det werden. Die erstgenannte Methode ist dann zweckmäßig, wenn die Meßspannung unmoduliert ist. Die Frequenzmarken erscheinen dann als kleine Zacken sowohl auf der Frequenzkurve als auch auf der Nulllinie. Die zweite Methode ist dann vorteilhaft, wenn die Meßspannung mit 200 kHz moduliert ist, da die Frequenzmarken in diesem Fall als dunkle senkrechte Linien durch das ausgefüllte Bild oder als dunkle Punkte auf der Nulllinie erscheinen. Ein besonderer Ausgang der gewobbelten



Abb. 10. Ansicht des Frequenzmarkengebers FMG 50 M



Meßspannung zum Anschluß der Frequenzmarkengeber und ein Anschluß zur Zuführung der Impulse ist beim Hochfrequenzkurvenschreiber vorhanden. In der Abb. 9 ist gezeigt, wie die Frequenzkurven und Frequenzmarken bei unmodulierter Meßspannung aussehen.

Bei der praktischen Ausführung des Frequenzmarkengebers für Zwischenfrequenzen von Fernsehgeräten sind 5 Quarzfilter vorgesehen, welche wahlweise einzeln oder miteinander eingeschaltet werden. Die Quarze selbst, welche auf diejenigen Frequenzen abgestimmt sind, bei denen Frequenzmarken erscheinen sollen, sind auf der Frontplatte aufsteckbar angeordnet und können leicht ausgewechselt werden. Bei Ersatz von Quarzen, (z.B. bei einer Änderung der Eichfrequenz), welche um mehr als 5% von der ursprünglichen Frequenz abweichen, ist ein Neuabstimmen des Quarzfilters notwendig, bei kleineren Frequenzabweichungen können die Quarze ohne Neuabgleich ausgewechselt werden. Die Genauigkeit der Quarzfrequenzen beträgt  $\pm 1 \times 10^{-4}$ .

Abb. 10 zeigt die Ansicht des Frequenzmarkengebers.

\* \* \*

# Großprojektion von Oszillogrammen

## Notwendigkeit und Vorbedingungen — Optik

Die Fläche der Leuchtschirme üblicher Elektronenstrahlröhren ist mit einem mittleren Durchmesser von 10 cm so gewählt worden, daß die Abmessungen der dort entstehenden Oszillogramme immer ausreichen, um auch feine Details in normaler Leseentfernung bequem beobachten zu können. In einzelnen Fällen lassen sich auch Lupen verwenden um, insbesondere bei den neuen Röhren mit hoher Punktschärfe, das Äußerste an Einzelheiten zu erkennen.

Auch für die fotografische Registrierung auf Negativmaterial, das ja praktisch beliebige starke Vergrößerungen gestattet, entspricht die Größe dieser Bilder allen Anforderungen. Anders ist es jedoch, wenn zum schnellen und einfachen Festhalten für spätere Auswertungen das Oszillogramm auf transparentes Papier nachgezeichnet werden soll. Schon dann ist eine mäßige Vergrößerung erwünscht. Sollen die Oszillogramme jedoch in Schulen, Vortragssälen usw. bei Kursen, Lehrgängen oder Vorträgen einem größeren Teilnehmerkreis zur unmittelbaren Veranschaulichung der besprochenen Vorgänge sichtbar gemacht werden, benötigt man eine etwa 5...20fache Vergrößerung.

Diese kann durch Anbringen einer entsprechenden Projektionsoptik unmittelbar vor dem Leuchtschirm in bekannter Weise auch erreicht werden. Die meisten Qualitätsoszillografen sind hierzu mit einer geeigneten Befestigungsvorrichtung versehen, an der die Optik einfach anzubringen ist.

Während mit dem bisher auf dem Markt befindlichen einfachen Objektiv vom Typ GM 8024 mit einem Öffnungsverhältnis von etwa 1:4 die größtmöglichen Abmessungen des projizierten Oszillogramms bei befriedigender Beleuchtungsstärke auf einem guten Leuchtschirm von etwa  $\frac{1}{4}$  m<sup>2</sup> beschränkt waren, wird es nun durch eine neue Optik möglich, unter zweckentsprechenden Bedingungen Großprojektionen von Oszillogrammen bis zu einer Fläche von 2 m<sup>2</sup> durchzuführen. Dadurch dürfte die Großprojektion nun auch für weiteste Kreise interessant werden, so daß im nachfolgenden einige Tatsachen erörtert werden sollen, deren Beachtung zur Erreichung der erwarteten Ergebnisse wesentlich ist.

Bei dem neuen, in Abb. 1 wiedergegebenen Projektionsvorsatz handelt es sich um das Astro-Pantachar 1:1,8<sup>1)</sup>.

Es besitzt eine Brennweite von 150 mm. Aufbau und Fehlerkurven zeigen die Abb. 2a...d. Es handelt sich um einen guten, vergüteten Anastigmaten mit vier Einzellinsen flacher Krümmungen mit gegebenem Bildfeld. Seiner Bestimmung

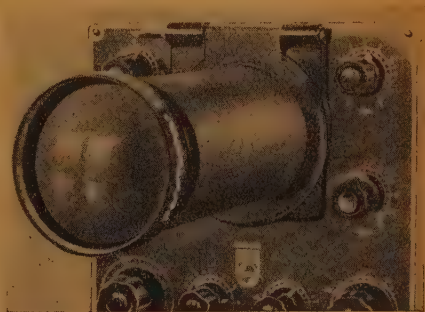


Abb. 1. Die neue Projektionsoptik FE 114 mit Astro-Pantachar 1:1,8 und ihre Befestigung

<sup>1)</sup> Der Vertrieb erfolgt unter der Bezeichnung FE 114 ausschließlich durch die Elektro Spezial GmbH, Hamburg, zu den Philips-Oszillografen.

entsprechend wurde eine sehr weitgehende Farbkorrektur für den wesentlichsten Teil des sichtbaren Spektralgebietes von  $400 \mu\mu \dots 600 \mu\mu$  durchgeführt, so daß es sich für die Projektion von Licht mit jeder sichtbaren Farbe eignet.

### Elektronenstrahlröhre

Wenn auch mit derartig lichtstarken Optiken schon ohne besondere Maßnahmen mit normalen Betriebsspannungen Oszillogramme mäßig vergrößert werden können, so ist doch leicht einzusehen, daß für höchste Ansprüche eine Steigerung der Leuchtdichte des Lichtflecks sehr erwünscht bleibt. Es muß dabei bedacht werden, daß — genau so wie beim Fernsehbild und ganz besonders beim projizierten Fernsehbild — die Leuchtdichte des Punktes auf dem Schirm ausreichen muß, damit sein Lichtstrom, verteilt auf die gesamte projizierte Bahn, den Eindruck einer genügenden Lichtstärke liefert. Bedenkt man dabei, daß der Fleckdurchmesser guter Elektronenstrahlröhren ja nur einen Bruchteil eines Millimeters beträgt, dann wird klar, daß dies extrem hohe Leuchtdichten bedingt. Die einfache Vergrößerung des Strahlstromes der Elektronenstrahlröhre führt nur innerhalb gewisser, enger Grenzen zum Ziel, da ohne Erhöhung der Strahlggeschwindigkeit ein stärkerer Elektronenstrom auch zu einer stärkeren Bündelung führt und damit die Steigerung der Leuchtdichte verhindert.

Die im Elektronenstrahl enthaltene Energie ist gegeben durch die Gleichung

$$N_E = I_E \cdot U_a \quad (1)$$

Daher liegt es nahe, sie durch Steigerung der Beschleunigungsspannung  $U_a$  zu erhöhen.

Da die Strahlggeschwindigkeit der Gleichung

$$v_E = 594 \cdot \sqrt{U_a} \text{ (km/s; } U_a \text{ in V)} \quad (2)$$

entspricht, kann außerdem in erster Annäherung angenommen werden, daß der Fleckdurchmesser  $d$  unter anderem der Wurzel der beschleunigenden Spannung nach der Gleichung

$$d = k \cdot \frac{1}{\sqrt{U_a}} \quad (3)$$

( $k = \text{Konstante}$ )

umgekehrt proportional ist.

Darüber hinaus ist hierbei die Tatsache von Bedeutung, daß der Wirkungsgrad, mit dem die Umwandlung der elektrischen Energie in Lichtstrahlung im Schirm erfolgt, nicht konstant ist, sondern mit der beschleunigenden Spannung zunimmt. Alles dies spricht für eine Erhöhung der Anodenspannung. Dem steht allerdings entgegen, daß dadurch die Ablenkempfindlichkeit ebenso linear proportional abnehmen würde. Einen Ausweg findet man jedoch in der Weise, daß die hohe Beschleunigung des Elektronenstrahls durch das Feld einer entsprechenden Elektrode erst nach der Ablenkung herbeigeführt wird. Bei derartigen Nachbeschleunigungs-Elektronenstrahlröhren kann zum Beispiel durch eine Spannung von 4 kV eine mehr als zehnfache Lichtstärke wie bei 1 kV Anodenspannung erzielt werden<sup>2)</sup>.

<sup>2)</sup> J. de Gier, „Eine Kathodenstrahlröhre mit Nachbeschleunigung“, Philips Techn. Rundschau 5 [1940], Sept., S. 253...260.



Obwohl auch so eine Verringerung der Ablenkempfindlichkeit nicht ganz verhindert werden kann, geht sie in dem beschriebenen Falle doch noch nicht auf die Hälfte zurück. Auch die verzerrungsfreie Bildgröße nimmt etwas ab.) Bei einer direkten Erhöhung der Anodenspannung von  $a_2$  auf 5 kV wäre sie demgegenüber auf  $\frac{1}{5}$  zurückgegangen.

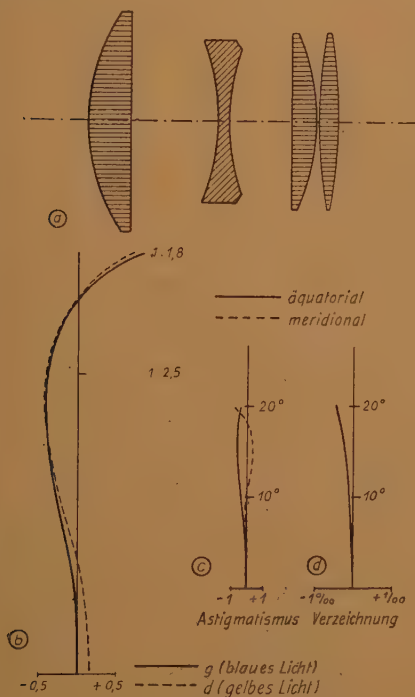


Abb. 2. Aufbau des Pantachar 1:1,8 und seine Fehlerkurven

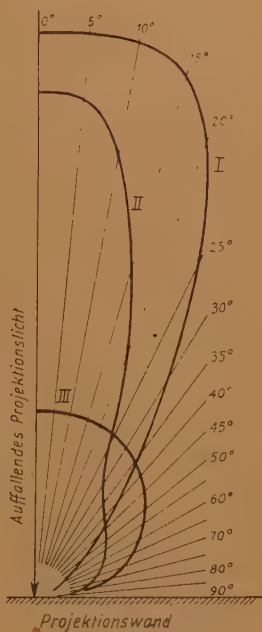


Abb. 3. Lichtstärke-Indikatrices verschiedener Projektionswände  
I Admira-Extra (Silberwand)  
II Atlanta-Extra (Perlwand)  
III Blankana-Extra / Blankana (weiße Leinwand mit matt-weißem Lacküberzug)

Bezüglich Einbrennen des Schirmes bei dieser Belastung sind entgegen der allgemeinen Ansicht keine besonderen Vorsichtsmaßnahmen notwendig. Wie die Erfahrung immer wieder bestätigt, kann für die übliche Dauer von Experimenten die Lichtstärke auf dem Schirm der Röhre ohne Bedenken bis zum Maximum erhöht werden (Gitterspannung „0“). Selbstverständlich soll diese Belastung nicht unnötig lange ausgedehnt werden. Darüber hinaus bietet nun die beschriebene lichtstarke Optik die Möglichkeit, doch mit mäßigeren Lichtstärken zu arbeiten und dadurch eventuell einen besonders hohen Detailreichtum im Projektionsbild zu erreichen. Für flächige Oszillogramme (Modulationsbilder u. dgl.) sollte man aber auf jeden Fall mit maximalem Strahlstrom arbeiten, da dann der größte Lichtstrom benötigt wird und eine Überlastung des Schirmes auch bei längerer Dauer so gut wie ausgeschlossen ist.

## Projektionswand

Da nach den vorangegangenen Erläuterungen der Lichtstrom auf dem Weg vom Leuchtfleck auf dem Schirm zum Auge des Beobachters so wirtschaftlich wie nur möglich verwandt werden muß, ist für den Lichtstärkeeindruck des projizierten Bildes nicht nur der allgemeine Reflexionsgrad der Projektionswand, sondern auch deren Lichtstärkeverteilung — in der Sprache der Lichttechniker die Lichtstärke-Indikatrix — von grundsätzlicher Bedeutung.

Projektionswände, wie diese oft zur Diaprojektion für Vorträge verwendet werden, bei denen wortwörtlich Leinwand auf ein zerlegbares Gestell aufgespannt wird, sind für diese Zwecke schon wegen des außerordentlich niedrigen Reflexionsgrades (das durchfallende Licht ist etwa gleich dem reflektierenden Licht) völlig ungeeignet. Darüber hinaus besitzen „weiße“ Projektionswände, wie sie auch meistens in Vortragssälen zur Verfügung stehen, eine Lichtstärke-Indikatrix, wie sie in Abb. 3 in der Kurve III dargestellt ist. Es sind dies fast vollkommen diffus reflektierende Flächen, welche in allen Richtungen die gleiche Leuchtdichte liefern\*)<sup>3)</sup>.

Für den vorliegenden Zweck sind aber Projektionswände erwünscht, welche nicht nur einen hohen Reflexionsgrad besitzen, sondern vor allem zudem möglichst den gesamten Lichtstrom in Richtung auf die Beobachter lenken, also einen starken Anteil gerichteter Reflexion liefern. Man bezeichnet derartige Projektionswände als selektive Wände; die bekannteste Ausführung davon ist die sogenannte Perlwand, bei der auf eine weiße Leinenunterlage kleine Glaskügelchen aufgeklebt sind.

Um einen orientierenden Einblick in die praktischen Verhältnisse zu erhalten, hat der Verfasser von vier Mustern üblicher Projektionswand-Arten\*\*) die Lichtstärke-Indikatrix mit Hilfe eines Kleinbildprojektors und eines Luxmeters aufgenommen. Abb. 3 zeigt die Ergebnisse in relativem, linearen Maßstab. Obwohl es sonst üblich ist, für die Eigenschaften von Projektionswänden die Indikatrix der Leuchtdichte wiederzugeben, wurde im vorliegenden Fall die Lichtstärke dargestellt, da es sich bei der Großprojektion von Oszillogrammen nur in Ausnahmefällen um flächenhafte Figuren, vielmehr in der Regel um Linien, die der Leuchtpunkt schreibt, handelt. Für punktförmige Lichtquellen ist es aber üblich, den Verlauf der Lichtstärke zu betrachten. (Das Auge empfindet die Lichtstärkeunterschiede logarithmisch!) Die Lichtstärke der Silberwand in Projektionsrichtung wurde dabei = 100% gesetzt. Auch daraus ist deutlich zu erkennen, daß sich auch die zwar dichten, mit einem mattweißen Lack überzogenen Wände III (Blankana und Blankana Extra) für diesen Zweck nicht eignen. Um gerichtete Reflexion zu erhalten, ist man oft geneigt, die für Heim-Kino- und Heim-Farbbildprojektion sehr beliebte Perlwand zu verwenden. Wie jedoch die Kurve II zeigt, ist die Reflektions-Indikatrix für eine größere Anzahl von Zuschauern zu stark gerichtet. Bei der Verwendung im Heim ist es eher möglich, die kleine Anzahl von Teilnehmern so anzuordnen, daß sie im günstigen Gebiet sitzen.

\*) Lambertsches Gesetz. Danach ist die Lichtstärke Ia vollkommen diffus reflektierender Flächen in einem Winkel  $\alpha$  zur Normale, in welcher der Lichtstrom  $\Phi$  einfällt, gleich  $I_a = \frac{\Phi \cdot \Phi}{\pi} \cdot \cos \alpha$ ;  $\Phi$  ist der Reflexionsgrad.

\*) Reflexion, Absorption, Transmission in: H. A. E. Keitz, „Lichtberechnungen und Lichtmessungen“ S. 150...191.

\*\*) Mechanische Weberei Bad Lippspringe, Teutoburger Wald.

Die geeignetste Kurve liefert die sogenannte „Silberwand“ mit I (gespritzte Metallschicht). Sie ist in gewünschter Form vorn keulenförmig breit, fällt allerdings dann seitlich auch sehr rasch ab. Als Maß für die Eigenschaften der Projektionswände in dieser Beziehung pflegt man den Halbwertswinkel anzugeben. Es ist dies jener Winkel zum einfallenden Licht, bei dem die reflektierte Lichtstärke noch die Hälfte von der Lichtstärke in der Projektionsrichtung ist. Tabelle I zeigt eine Zusammenstellung der Ergebnisse für diese Messungen.

Tabelle I

Projektionswand	Kurve	Halbwerts- winkel
„Admira Extra“ (Silberwand) .....	I	$\pm 30^\circ$
„Atlanta-Extra“ (Perlwand) .....	II	$\pm 20^\circ$
„Blankana“ und „Blankana-Extra“ (weißes Leinen mit mattem Lack) .....	III	$\pm 55^\circ$

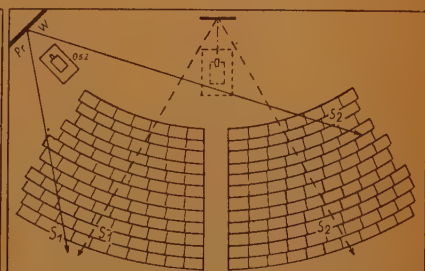
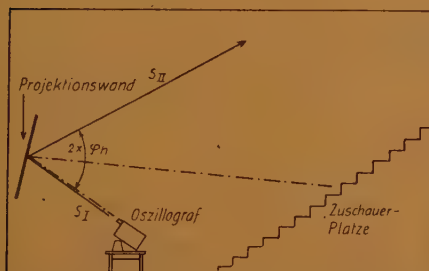


Abb. 4. Anordnung der Projektionseinrichtung in Bezug auf die Zuschauer in der vertikalen Richtung

Abb. 5. Aufstellung der Projektionseinrichtung in breiten Räumen

Die Reflexions-Indikatrix gilt selbstverständlich als rotations-symmetrische Figur in allen Richtungen. Eine engere Bündelung in der Höhe der Beobachter, wie etwa bei Heim-Fernsehprojektionsempfängern, ist nicht erwünscht, da in Hörsälen auch in dieser Richtung mit einer gewissen Verteilung der Beobachter gerechnet werden muß. Da für diesen Zweck fast stets eine Neigung der Wand nötig ist, sind hierfür auf Hartpapier oder dergleichen aufgezeichnete Projektionsflächen praktischer als die einrollbaren Wände.

### Anordnung von Oszillograf, Projektionswand und Zuschauer

Bestimmt durch den großen Anteil gerichteter Reflexion muß die Aufstellung des Oszillografen sowie die Anordnung der Projektionswand und der Zuschauer so getroffen werden, daß etwa für die Mitte der Zuschauer gerichtete Reflexion („Spiegelung“) angenommen wird. Unter der Zugrundelegung eines Halbwertswinkels von  $\pm 30^\circ$  für die Silberwand ergeben sich dann in einem Hörsaal zum Beispiel Anordnungen, wie sie die Abb. 4 und 5 zeigen.

Aus Abb. 4 ergibt sich, daß der Halbwertswinkel von  $\pm 30^\circ$  in vertikaler Richtung weitaus genügt und daß auch in größeren Hörsälen alle Anwesenden innerhalb dieses



Gebietes günstiger Lichtstärke bleiben. In horizontaler Richtung ist eine befriedigende Lösung etwas schwieriger zu finden, da in den meisten Hörsälen die Sitze „breit“ angeordnet sind. Würde man, wie gestrichelt angedeutet und wie man durch die sonstige Ausgestaltung derartiger Räume stets versucht ist, die Projektionseinrichtung vorn in der Mitte aufbauen, dann käme ein erheblicher Teil der Zuschauer außerhalb des Halbwerts winkels und in das Gebiet des schnellen Rückganges der Lichtstärke. Wesentlich günstiger ist die ausgezogen skizzierte Aufstellung links in der Ecke (oder auch rechts), wobei zwar die Zuschauer in verschiedenen Entfernungen sitzen, die Lichtstärke des Bildes aber gut innerhalb der annehmbaren Grenzen bleibt.



Abb. 6. Aufstellung der Projektionseinrichtung mit projiziertem Schirmbild.

Der Abstand: Oszillograf—Projektionswand ist entsprechend der erforderlichen Vergrößerung ein Vielfaches der Brennweite des Objektivs (bei 150 mm für zehnmal 1,5 m, für zwanzigmal 3 m).

Die durch die notwendige geringe Neigung der Objektivachse zum Lot auf die Projektionswand entstehende Bildverzerrung ist erfahrungsgemäß kaum merkbar\*). Das Projektionsbild erscheint bekanntlich höhen- und seitenverkehrt. Letzteres ist erwünscht, da ja die Betrachtungsrichtung ebenfalls umgekehrt ist. Die Umkehrung in der Höhe wird im allgemeinen kaum stören, anderenfalls müßten die Anschlüsse des Meßplattenpaares vertauscht oder am Oszillografeneingang ein Hilfsverstärker zur Phasenumkehr verwendet werden. Da von ihm keine wesentliche Verstärkung gefordert wird und die Amplituden klein sein können, ist dabei ohne weiteres ein breites Frequenzband ohne Verschlechterung der Eigenschaften des Y-Verstärkers zu erreichen.

In Abb. 6 ist noch die praktische Aufstellung einer derartigen Anlage mit einem Original-Oszillogramm (unretuschiert!) wiedergegeben. Sie läßt auf einer „Silber“-Projektionswand von 1 m<sup>2</sup> den zeitlichen Ablauf der abklingenden Spannung eines Resonanzkreises erkennen.

Man sieht, daß es mit Elektronenstrahloszillografen nicht nur für wenige Beobachter möglich ist, in jedem beliebigen Vorgang einen unübertrefflich anschaulichen Eindruck zu gewinnen, sondern daß auch größere Zuschauerkreise durch Großprojektion daran unmittelbar teilnehmen können.

\*) Bei einem Anteil von gerichteter Reflexion wird auch das Maximum der Lichtstärke-Indikatrix nach den Gesetzen der gerichteten Reflexion verlaufen. Näheres hierüber (3)

# Behandlung der Einschwingvorgänge mit Hilfe der Laplace-Transformation

Bei der Berechnung von Einschwingvorgängen läuft die Aufgabe darauf hinaus, den von einer äußeren Kraft hervorgerufenen zeitlichen Verlauf einer Systemgröße  $S$  zu berechnen. Wenn man in den Bewegungsgleichungen den zeitlichen Differentialoperator  $\frac{d}{dt}$  durch  $p$  ersetzt und alle Systemgrößen außer der gesuchten Größe  $S$  eliminiert, so gelangt man zu einer Gleichung

$$S(t) = f(p) \cdot K(t), \quad (1)$$

d. h. der zeitliche Verlauf von  $S$  ergibt sich durch Anwendung der Operatorfunktion  $f(p)$  auf die Zeitfunktion  $K(t)$ . Diese Operatorfunktionen sind identisch mit den für den stationären Zustand der harmonischen Bewegung geltenden Übergangsfunktionen, wenn man  $p$  durch  $j\omega$  ersetzt, wobei  $\omega$  die Kreisfunktion der harmonischen Bewegung bedeutet, aber nur unter der Voraussetzung, daß sich das Übertragungssystem vor dem Einschalten in elektrisch neutralem Zustand befand.

Ist die Funktion  $f(p)$  nicht analytisch gegeben, sondern empirisch ermittelt, so läßt sich diese durch Anwendung von Interpolationsverfahren oder sonstige analytische Approximationen ersetzen durch eine ganze rationale Funktion, an der die gewünschten Rechenoperationen vorgenommen werden können.

Ist die wirksame Kraft  $K(t)$  im Spezialfall gleich der Einheitskraft, so geht die Gleichung (1) über in die Beziehung:

$$A(t) = f(p) \cdot 1, \quad (2)$$

wobei  $A(t)$  ganz allgemein als die Übergangsfunktion der Systemgröße  $S(t)$  für die vom Einschaltmoment an wirkende Einheitskraft bezeichnet wird. Kennt man für zwei Operationen  $f(p)$  und  $\varphi(p)$  die Zeitfunktion  $A(t)$  und  $K(t)$ , die durch Einwirkung der Operationen auf die Einheitsfunktion entstehen, so ergibt die Anwendung des Produktes der Operatoren auf die Einheitsfunktionen eine Zeitfunktion  $S(t)$ , die man aus  $A(t)$  und  $K(t)$  berechnen kann mittels der Gleichungen:

$$S(t) = K(0) A(t) + \int_0^t \frac{dK(\tau)}{d\tau} A(t-\tau) d\tau \quad (2a)$$

$$S(t) = K(t) A(0) + \int_0^t K(\tau) \frac{dA(t-\tau)}{d\tau} d\tau \quad (2b)$$

oder durch Anwendung des Faltungsproduktes mittels der Beziehungen:

$$S(t) = \frac{d}{dt} \int_0^t A(\tau) K(t-\tau) d\tau \quad (2c)$$

$$S(t) = \frac{d}{dt} \int_0^t A(t-\tau) K(\tau) d\tau \quad (2d)$$

Man kann bekanntlich nach Fourier jeden nicht periodischen physikalischen Vorgang durch ein kontinuierliches Spektrum von Dauerschwingungen darstellen so auch die Einheitskraft durch ein Fourierintegral, nämlich das sogenannte Hakenintegral:

$$\frac{1}{2\pi j} \int_{-j\infty}^{+j\infty} \frac{e^{pt}}{p} dp = \begin{cases} 0 & \text{für } t < 0 \\ \frac{1}{2} & \text{,, } t = 0 \\ 1 & \text{,, } t > 0 \end{cases} \quad (3)$$

In technischen Gleichungen, in denen  $t$  die Zeit bedeutet, muß  $p$  die Dimension einer Frequenz haben, damit der Exponent dimensionslos wird. Die Gesichtspunkte, die beim Rechnen mit komplexen Integralen wahrgenommen werden müssen, sind geschlossen in einer früheren Arbeit behandelt worden.

Mit dem Hakenintegral für die Einheitskraft geht die Übergangsfunktion  $A(t)$  nach (2) über in die Form:

$$A(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{-j\infty}^{+j\infty} \frac{f(p)}{p} e^{pt} dp \quad (4)$$

Die Zerlegung des Einschwingvorganges mittels des Fourierintegrals in das Spektrum seiner sinusförmigen Komponenten führt zwangsläufig zur Laplace-Transformation. Das Integral (4) ergibt sich aus dem bekannten Fourierintegral in komplexer Darstellung über den Aufbau einer Zeitfunktion aus ihrem Frequenzspektrum, nämlich aus:

$$A(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{-j\infty}^{+j\infty} dp \int_{-\infty}^{+\infty} A(\tau) e^{-p(t-\tau)} d\tau. \quad (5)$$

Man sieht, daß das Integral (5) die komplexe Umkehrformel zu dem Integral

$$f(p) = p \int_{-\infty}^{+\infty} A(\tau) e^{-p\tau} d\tau \quad (6)$$

darstellt.

Das Integral veranschaulicht also, wie sich der zeitliche Verlauf aus dem Spektrum aller komplexen Frequenzen aufbaut. Begnügt man sich mit positiven Zeiten  $t > 0$ , so geht dieses Integral über in das „einseitige, unendliche Laplace-Integral“, das kurz als L-Integral bezeichnet wird:



$$f(p) = \mathfrak{L} A(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_0^{\infty} A(t) e^{-pt} dt \quad (6a)$$

Das Ergebnis eines L-Integrals nennt man Unterfunktion (Bildfunktion)  $f(p)$  der Oberfunktion (Originalfunktion)  $A(t)$ . Der Bereich der Veränderlichen  $p$  ist der Unterbereich mit der Unterfunktion  $f(p) = \mathfrak{L} A(t)$  und der Bereich der Veränderlichen  $t$  der Oberbereich mit der Oberfunktion  $A(t) = \mathfrak{L}^{-1} f(p)$ . Die Funktion  $f(p)$  kann damit unmittelbar mit  $A(t)$  in Verbindung gesetzt werden, und es ergibt sich die Beziehung:

$$f(p) = p \int_{-\infty}^{+\infty} A(t) e^{-pt} dt = f(j\omega) = j\omega\pi [C(\omega) + jS(\omega)] \quad (7)$$

oder

$$f(p) = \omega\pi [S(\omega) + jC(\omega)] = \pi\omega A(\omega),$$

wobei  $A(\omega)$  die Schwingkomponente aus dem Spektrum der Zeitfunktion  $A(t)$  für  $\omega$  darstellt.

Andererseits kann  $f(p)$  mit  $p = j\omega$  auch dargestellt werden als Übergangsfunktion eines physikalischen Systems (1):

$$f(p) = f(j\omega) = b(\omega) + a(\omega) \quad (8)$$

Daraus bekommt man für die Übertragungsfunktion  $A(t)$  einen für die praktische Berechnung wichtigen und wertvollen Zusammenhang, der an sich schon durch das Integral (4) gegeben ist. Beim Übergang vom komplexen Integral zu Integralen mit reellen Größen ist Vorsicht geboten; denn die Pole können gegebenenfalls nicht mehr durch Halbkreise umgangen werden. Damit die Pole nicht stören, müssen Integrale abgespalten werden, deren Integranden auch an den singulären Stellen nicht stören. Als Endergebnis der Umformung ergeben sich die beiden Beziehungen:

$$A(t) = \frac{2}{\pi} \int_0^{\infty} b(\omega) \frac{\sin \omega t}{\omega} d\omega$$

$$A(t) = b(0) + \frac{2}{\pi} \int_0^{\infty} a(\omega) \frac{\cos \omega t}{\omega} d\omega \quad (9)$$

Für Fälle, in denen der zeitliche Verlauf bekannt ist und Rückschlüsse auf die Dimensionierung gezogen werden sollen, gelten für die Komponenten der Übergangsfunktion die Umkehrformeln:

$$b(\omega) = A(0) + \int_0^{\infty} \cos \omega t \frac{dA(t)}{dt} dt \quad (10)$$

$$a(\omega) = - \int_0^{\infty} \sin \omega t \frac{dA(t)}{dt} dt \quad (10)$$

Im Gegensatz zu den klassischen Lösungsverfahren einer gewöhnlichen linearen Differentialgleichung

$$a_0 f(t) + a_1 \frac{d}{dt} f(t) + \dots + a_n \frac{d^n}{dt^n} f(t) = g(t), \quad (11)$$

die durch ein „komplexes Umwandlungsverfahren“ zu einer algebraischen umgewandelt wird und eine periodische oder exponentielle Änderung der unabhängigen Funktion  $g(t)$  zur Voraussetzung hat und weiterhin für die abhängige Funktion  $f(t)$  die Gültigkeit von dem Zeitpunkt ab fordert, von dem ab sie nach dem Einschwingen ebenfalls sinusförmig verläuft, kann die Laplace-Transformation für beliebige Anfangsbedingungen angewandt werden und ist außerdem auch bezüglich sinusförmiger Änderung der erregenden Größe keiner Einschränkung unterworfen. Eine Brücke zur komplexen Umwandlung bildet der von Droste angegebene Aufteilungssatz.

Sowohl die abhängige wie die unabhängige Funktion und deren Ableitungen sowie der Operator  $p$  können auch komplex sein.

Die notwendige und hinreichende Bedingung dafür, daß das L-Integral (6a) konvergiert, daß also für ein gewisses  $p = p_c$ :

$$\mathcal{L} f(t) = \lim_{\epsilon \rightarrow 0, \omega \rightarrow \infty} \int_{\epsilon}^{\omega} f(t) e^{-p_0 t} dt \quad (12)$$

einen bestimmten endlichen Wert darstellt, ist folgende:

1.  $f(p)$  muß mindestens für  $t > 0$  definiert sein und in jedem endlichen Intervall  $0 < \tau_1 \leq t \leq \tau_2$  integrierbar sein,
2. für ein reelles oder komplexes  $p_0$  muß an der unteren Grenze zu einem beliebigen kleinen  $\delta > 0$  ein geeignetes  $\epsilon > 0$  zu finden sein, das für alle  $\epsilon_1, \epsilon_2, \dots$  mit  $0 < \epsilon_1 < \epsilon_2 \leq \epsilon$  die Bedingung gewährleistet ist:

$$\int_{\epsilon_1}^{\epsilon_2} |f(p)| dp < \delta \quad (12a)$$

3. an der oberen Grenze muß zu beliebig kleinen  $\delta > 0$  ein hinreichend großes  $\omega$  zu finden sein, so daß für alle  $\omega_1, \omega_2, \dots$  mit  $\omega \leq \omega_1 < \omega_2$  gilt:

$$\int_{\omega_1}^{\omega_2} |f(p)| e^{-t \operatorname{Re} p_0} dp < \delta \quad (12b)$$

Diese Bedingungen sind die Kennzeichen der „absoluten Konvergenz“.

Unter diesen Voraussetzungen bekommt man für die Unterfunktion der gesuchten Größe zu der Beziehung:

$$\mathfrak{F} f(t) = \frac{1}{N(p)} [\mathfrak{F} g(t) + a_1 f(0) + a_2 f'(0) + \dots + a_n f^{n-1}(0) + \\ + p [a_2 f(0) + \dots + a_n f^{n-2}(0)] + \\ + p^2 [a_3 f(0) + \dots + a_n f^{n-3}(0)] + \dots \\ \text{mit} \dots + p^{n-2} [a_{11-1} f(0) + \dots + a_n f'(0) + p^{n-1} a_n f(0) \quad (13a)$$

Das Verfahren der L-Transformation und ihrer Umkehrung zur Lösung von Einschwingproblemen vollzieht sich nach folgendem Schema:

1. Aufstellung der Beziehungen zwischen gesuchten und gegebenen Größen im Oberbereich (Differentialgleichung),
2. Übergang zum Unterbereich durch L-Transformation. Zu bemerken ist, daß es in den meisten Fällen viel einfacher ist, die Übergangsfunktion für den stationären Zustand (1) bzw. (8) für  $p = j \omega$  aufzustellen oder empirisch ermittelte Kurven zu interpolieren. Man erspart dadurch die Ermittlung der Differentialgleichung und vor allem den Übergang zur Unterfunktion. Allerdings ist dieses Verfahren nur möglich unter der Voraussetzung, daß das Übertragungssystem im Moment des Einschaltens in elektrisch neutralem Zustand verharrte. Andernfalls müssen gemäß Beziehung (13) die Anfangsbedingungen berücksichtigt werden. Am einfachsten ist es dabei, wenn man als Lösung im Unterbereich einen Ausdruck erhält, für den man ohne weiteres an Hand von vorhandenen Tabellen das L-Integral angeben kann. Widrigenfalls erfolgt
3. Umformung des Ausdruckes im Unterbereich durch Anwendung der Partialbruchzerlegung oder Reihenentwicklung.
4. Elimination der gesuchten Größen und Rücktransformation des expliziten Ausdruckes in den Oberbereich nach den hierfür geltenden Regeln.

Physikalisch betrachtet kommt das Verfahren darauf hinaus, daß man von den Zeitfunktionen zu ihren Frequenzspektren übergeht, mit denen sich leichter rechnen läßt als mit den Zeitfunktionen, und erst im Endergebnis wieder zu diesen zurückkehrt.



# Induktiver Widerstand und kapazitive Leitfähigkeit

Man gelangt zu einigen von der üblichen Form abweichenden Ausdrücken für den Blindwiderstand bzw. den Blindleitwert, wenn man  $L(t)$  und  $C(t)$  als Funktionen der Zeit betrachtet und die sich damit ergebenden Differentialgleichungen integriert. Für die Reihenschaltung einer Induktivität  $L(t)$  mit einem ohmschen Widerstand  $R$  unter der Einwirkung einer beliebigen Spannung  $u$  ist anzusetzen

$$\frac{d(L\mathfrak{I})}{dt} + R \cdot \mathfrak{I} = u, \quad (1)$$

$$L \frac{d\mathfrak{I}}{dt} + \mathfrak{I} \frac{dL}{dt} + R\mathfrak{I} = u$$

Statt (1) kann man auch schreiben

$$\frac{d\mathfrak{I}}{dt} + \left[ \frac{R}{L} + d \left( \frac{\ln L}{dt} \right) \right] \mathfrak{I} = \frac{u}{L} \quad (1a)$$

Setzt man in (1a) ein

$$\mathfrak{I} = e^{-\int \left( \frac{R}{L} + d \frac{\ln L}{dt} \right) dt} y(t) \quad (2)$$

$$\frac{d\mathfrak{I}}{dt} = e^{-\int \left( \frac{R}{L} + d \frac{\ln L}{dt} \right) dt} \left[ \frac{dy}{dt} - \left( \frac{R}{L} + d \frac{\ln L}{dt} \right) y \right]$$

so erhält man die neue Differentialgleichung

$$\frac{dy}{dt} = e^{\int \left( \frac{R}{L} + d \frac{\ln L}{dt} \right) dt} \cdot \frac{u}{L} = u \cdot e^R \int \frac{dt}{L}$$

integriert

$$y = K + \int u \cdot e^R \int \frac{dt}{L} dt \quad (3)$$

Einsetzen von (3) in (2) ergibt

$$\mathfrak{I} = \frac{1}{L} e^{-R \int \frac{dt}{L}} \left( K + \int u \cdot e^R \int \frac{dt}{L} dt \right) \quad (4)$$

Nimmt man für den Zeitpunkt  $t = 0$  an, daß  $\mathfrak{I} = 0$  sei, so ist schließlich

$$\mathfrak{I} = \frac{\int u e^R \int \frac{dt}{L} dt - \left[ \int u e^R \int \frac{dt}{L} dt \right]_{t=0}}{L \cdot e^R \int \frac{dt}{L}} \quad (5)$$

Für den Scheinwiderstand  $\mathfrak{R} = \frac{u}{\mathfrak{I}}$  findet man

$$\mathfrak{R} = \frac{u \cdot L \cdot e^R \int \frac{dt}{L}}{\int u e^R \int \frac{dt}{L} dt - \left[ \int u e^R \int \frac{dt}{L} dt \right]_{t=0}}; \quad (6)$$

setzt man hierin  $R = 0$ , so erhält man den Blindwiderstand

$$R_b = \frac{U \cdot L}{\int U dt - [\int U dt]_{t=0}} \quad (6a)$$

Unterdrückt man den den Ausgleichsvorgang darstellenden Ausdruck

$$[\int U dt]_{t=0},$$

so ist schließlich der Blindwiderstand im stationären Zustand

$$R_b = \frac{U \cdot L}{\int U dt} = \frac{L}{\frac{1}{U} \int U dt} = L \frac{d}{dt} (\ln \int U dt) \quad (7)$$

Für Gleichstrom  $U = U = \text{konst.}$  ist z. B.

$$R_b = 0,$$

für Wechselstrom dagegen mit  $U = U \cdot e^{j\omega t}$  wird

$$R_b = \frac{L \cdot U \cdot e^{j\omega t}}{U \int e^{j\omega t} dt} = \frac{L \cdot e^{j\omega t}}{\frac{1}{j\omega} \cdot e^{j\omega t}} = j\omega L$$

Der Blindwiderstand einer Spule bei einer Wechselspannung beliebiger Kurvenform

$$U = \sum_{n=1}^{\infty} U_n \cdot e^{jn\omega t}$$

ist dann

$$R_b = j\omega L \frac{\sum_{n=1}^{\infty} U_n e^{jn\omega t}}{\sum_{n=1}^{\infty} \frac{U_n}{n} e^{jn\omega t}} = j\omega L \frac{1 + \frac{U_2}{U_1} e^{j\omega t} + \frac{U_3}{U_1} e^{j2\omega t} + \dots + \frac{U_n}{U_1} e^{j(n-1)\omega t}}{1 + \frac{U_2}{2U_1} e^{j\omega t} + \frac{U_3}{3U_1} e^{j2\omega t} + \dots + \frac{U_n}{(n-1)U_1} e^{j(n-1)\omega t}} \quad (8)$$

Nach (8) wird der induktive Blindwiderstand um so größer, je mehr Oberwellen die Wechselspannung enthält.

Schreibt man (1) in der Form

$$\frac{d\mathfrak{S}}{\mathfrak{S} dt} + \frac{dL}{L dt} = \frac{\varphi}{L}, \quad \frac{d(\ln \mathfrak{S})}{dt} + \frac{d(\ln L)}{dt} = \frac{\varphi}{L}, \quad (9)$$

so folgt durch Integrieren

$$\ln \mathfrak{S} + \ln L = \int \frac{\varphi}{L} dt + \ln K,$$

$$\mathfrak{S} = \frac{K}{L} e \int \frac{\varphi}{L} dt = K \cdot e \int \frac{\varphi}{L} dt - \ln L = K \cdot e \int \frac{\varphi}{L} dt - \int \frac{dL}{L};$$

schließlich

$$\mathfrak{S} = I_0 e \int \frac{e^{-L'}}{L} dt \quad (10)$$

Der Exponent in (10) verschwindet bei konstantem  $L$  für  $\varphi = 0$ , d. h.  $\mathfrak{S} = I_0$  ist ein Gleichstrom; in diesem Falle verhält sich die Spule wie ein unendlich kleiner Widerstand  $\varphi = 0$ .

Ist die Induktivität zeitabhängig, also z. B.  $L = L_0 \sin \alpha t$ , so findet man aus (10)

$$\mathfrak{S} = I_0 \cdot e^{\frac{1}{L_0} \int \frac{\varphi - \alpha L_0 \cos \alpha t}{\sin \alpha t} dt} = I_0 e^{\alpha \int \frac{\frac{\varphi}{\alpha L_0} - \cos \alpha t}{\sin \alpha t} dt}$$

Ist  $\varphi$  von der Zeit unabhängig, so ergibt die Integration

$$\mathfrak{S} = I_0 \cdot e^{\frac{\varphi}{L_0} \int \frac{dt}{\sin \alpha t} - \alpha \int \cotg \alpha t dt}$$

$$\mathfrak{S} = I_0 \cdot e^{\frac{\varphi}{\alpha L_0} \ln \tg \frac{\alpha t}{2} - \ln \sin \alpha t}$$

$$\mathfrak{S} = I_0 \cdot \frac{\left( \tg \frac{\alpha t}{2} \right)^{\frac{\varphi}{\alpha L_0}}}{\sin \alpha t} = \frac{(\sin \alpha t)^{\frac{\varphi}{\alpha L_0} - 1}}{(\sin \alpha t)^{\frac{\varphi}{\alpha L_0}}} \quad (10a)$$

(1 + cos α t)

Für  $\varphi \rightarrow 0$  erhält man daraus

$$\mathfrak{S} = I_0 \frac{1}{\sin \alpha t},$$

d. h. einen zwischen  $J_0$  und  $\infty$  pendelnden Wert. Mit  $\varphi = \alpha L_0$  liefert (10a)

$$J = J_0 \frac{1}{1 + \cos \alpha t};$$

in diesem Fall ergibt sich ein zwischen den Werten  $\frac{J_0}{2}$  und  $J_0$  schwankender Strom.

Gl. (10) beantwortet auch die Frage, bei welchem Strom die Drossel einen konstanten Widerstand  $\varphi = r$  besitzt (konstantes  $L$  vorausgesetzt). Es muß dann nämlich sein

$$\mathfrak{S} = J_0 \cdot e^{\frac{r}{L} t} \quad (10b)$$

d. h.  $\mathfrak{S}$  ist ein exponentiell von  $J_0$  aus ansteigender Strom.

Bei der Parallelschaltung einer Kapazität  $C(t)$  mit einem Widerstand  $r$  ist analog zu (1)

$$\frac{d(Cu)}{dt} + \frac{u}{r} = \mathfrak{S} \quad C \frac{du}{dt} + u \frac{dC}{dt} + \frac{u}{r} = \mathfrak{S}, \quad (11)$$



$$\frac{d u}{dt} + \left( \frac{1}{r C} + d \frac{\ln C}{dt} \right) u = \frac{\mathfrak{F}}{C} \quad (11)$$

Das Integral von (11) ist

$$u = \frac{\int \mathfrak{F} e^{\frac{1}{r} \int \frac{dt}{C}} dt - \left[ \int \mathfrak{F} e^{\frac{1}{r} \int \frac{dt}{C}} dt \right]_{t=0}}{C \cdot e^{\frac{1}{r} \int \frac{dt}{C}}} \quad (12)$$

und damit erhält man für die Leitfähigkeit

$$\mathfrak{G} = \frac{\mathfrak{F}}{u} = \frac{C \cdot \mathfrak{F} \cdot e^{\frac{1}{r} \int \frac{dt}{C}}}{\int \mathfrak{F} \cdot e^{\frac{1}{r} \int \frac{dt}{C}} dt - \left[ \int \mathfrak{F} \cdot e^{\frac{1}{r} \int \frac{dt}{C}} dt \right]_{t=0}} \quad (13)$$

Läßt man wieder den Ausgleichsvorgang unberücksichtigt und nimmt  $r \rightarrow \infty$  an, so ist

$$C_b = \frac{C \cdot \mathfrak{F}}{\int \mathfrak{F} dt} = C \frac{d}{dt} (\ln \int \mathfrak{F} dt) \quad (14)$$

der kapazitive Blindleitwert, der für Gleichstrom zu  $C_b = 0$  und für Wechselstrom zu  $G_b = j \omega C$  wird. Schreibt man statt (11)

$$\frac{d (\ln u)}{dt} + \frac{d (\ln C)}{dt} = \frac{\Psi}{C},$$

so folgt

$$\begin{aligned} \ln u + \ln C &= \int \frac{\Psi}{C} dt + \ln K \\ u &= \frac{K}{C} e^{\int \frac{\Psi}{C} dt} = U_0 e^{\int \frac{\Psi - C'}{C} dt} \end{aligned} \quad (15)$$

Ist die Leitfähigkeit  $\Psi = 0$ , so ergibt sich bei konstantem  $C$  ( $C' = 0$ ) für  $u$  die Gleichspannung  $U_0$ .

Die Leitfähigkeit ist konstant  $\Psi = G$  bei konstantem  $C$  für die Spannung

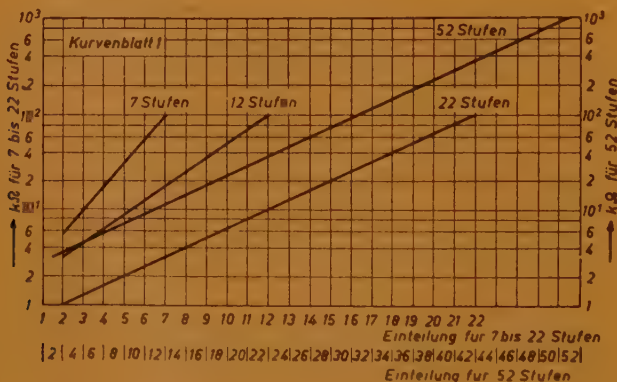
$$u = U_0 e^{\frac{G}{C} t} = U_0 e^{\frac{t}{rC}}$$

$u$  ist in diesem Fall eine von  $U_0$  aus exponentiell ansteigende Spannung.

# Vereinfachte Rechnung logarithmisch unterteilter Stufenpotentiometer

In dem Aufsatz: „Berechnungsgrundlagen zum Selbstbau logarithmisch unterteilter Stufenpotentiometer“ von W. Taeger FUNK-TECHNIK Bd. 5 (1950), Heft 2, wird auf die zeitraubende und umständliche Arbeit bei der Berechnung logarithmisch unterteilter Potentiometer hingewiesen. Die dort vorgenommene Vereinfachung möchte ich durch die Verwendung einseitig logarithmischen Millimeterpapiers (eine Achse logar. geteilt 1 bis 1000, Einheit 50 mm, die andere linear in mm von Carl Schleicher und Schüll, Düren/Rhl. Nr. 396 1/2) weiter vereinfachen. Die Eintragung auf Millimeterpapier hat den weiteren Vorteil einer guten Übersicht über den gesamten Regelbereich; dieser Vorteil tritt besonders deutlich in den Kurven auf Blatt 2 in Erscheinung.

Die Umrechnung von Prozent auf die gewählten Werte fällt fort, da die Gesamtwerte dem Millimeterpapier unmittelbar entnommen werden können, außerdem ist man nicht an die von W. Taeger genannten Werte gebunden, sondern kann den Regler je nach vorhandenen Schaltern oder individuellen Wünschen anpassen. In einigen Beispielen, die dem oben erwähnten Beitrag entnommen sind, soll die Handhabung näher erläutert werden. Mit Rücksicht auf sofort vergleichbare Werte wurde der Gesamtwiderstand auf 100 kOhm angenommen. Auf dem Millimeterpapier lassen sich jede beliebige Ohmzahl und jede gewünschte Stufenzahl ohne Schwierigkeiten eintragen und ablesen.



1. Beispiel: Regler mit 7 Stufen ergibt 6 Widerstände, wenn die erste Stufe mit Null anfängt, verlangter Regelbereich 25 db entspricht (nach Curt Rint: Handbuch für Hochfrequenz- und Elektro-Techniker, S. 24, VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH.) einem Spannungsverhältnis von 1 : 17,78. Bei angenommenen 100 kOhm Gesamtwiderstand des Reglers  $\frac{100 \text{ kOhm}}{17,78} \approx 5,6 \text{ kOhm}$

für den ersten Widerstand. Die erste Stufe ist die Nullstellung des Reglers, die zweite Stufe beginnt mit 5,6 kOhm auf dem Millimeterpapier. Die siebente Stufe endet mit 100 kOhm. Die beiden Punkte durch eine Gerade verbunden, ermöglichen nun für jede Stufe die Ablesung des Gesamtwiderstandes, d.h. den Wert in kOhm von Stellung Null bis zu der gewählten Stufe. Die Einzelwerte sind dann leicht durch Subtraktion zu ermitteln, siehe Kurvenblatt 1 für 7 Stufen und Tabelle 1.

2. Beispiel: Regler mit 12 Stufen entsprechend 11 Widerständen. Verlangter Regelbereich 30 db Spannungsverhältnis von 1 : 31,62. Bei einem Gesamtwiderstand von 100 kOhm  $\frac{100 \text{ kOhm}}{31,62} \approx 3,16 \text{ kOhm}$  für den ersten Widerstand. Die Stufe 2 auf dem Millimeterpapier beginnt mit 3,16 kOhm, die 12. Stufe

Tabelle 1

Stufe	gesamt	einzel
7	100 kΩ	45
6	55	23
5	32	14
4	18	8
3	10	4,4
2	5,6	5,6
1	0	

Tabelle 2

Stufe	gesamt	einzel
12	100 kΩ	29
11	71	21
10	50	14
9	36	10,5
8	25,5	7,5
7	18	5,5
6	12,5	3,5
5	9	2,7
4	6,3	1,8
3	4,5	1,3
2	3,2	3,2
1	0	

Tabelle 3

Stufe	gesamt	einzel
22	100 kΩ	20
21	80	17
20	63	13
19	50	10
18	40	8
17	32	7
16	25	5
15	20	4
14	16	3,5
13	12,5	2,5
12	10	2,0
11	8	1,7
10	6,3	1,3
9	5	1,0
8	4	0,8
7	3,2	0,7
6	2,5	0,5
5	2,0	0,4
4	1,6	0,35
3	1,25	0,25
2	1,0	1,0
1	0	

Tabelle 4

Stufe	gesamt	einzel
52	100 kΩ	11
51	89	9
50	79	9
49	70	7
48	63	7
47	56	6
46	50	5
45	45	5
44	40	4,5
43	35,5	4
42	31,5	3,3
41	28	3,0
40	25	2,7
39	22,3	2,3
38	20	2
37	18	2
36	16	2
35	14	1,5
34	12,5	1,3
33	11,2	1,2
32	10,0	1,1
31	8,9	1,0
30	7,9	0,9
29	7,0	0,7
28	6,3	0,7
27	5,6	0,6
26	5,0	0,5
25	4,5	0,5
24	4,0	0,45
23	3,55	0,4
22	3,15	0,35
21	2,8	0,3
20	2,5	0,3
19	2,2	0,2
18	2,0	0,2
17	1,8	0,2
16	1,6	0,2
15	1,4	0,18
14	1,22	0,11
13	1,11	0,11
12	1,0	0,11
11	0,89	0,1
10	0,79	0,09
9	0,7	0,07
8	0,63	0,07
7	0,56	0,06
6	0,5	0,05
5	0,45	0,05
4	0,4	0,034
3	0,35	0,316
2	0,316	
1		



endet mit 100 kOhm. Die 3,16 und 100 kOhm miteinander verbunden, ermöglichen wie im ersten Beispiel die Ablesung der Gesamtwerte der einzelnen Stufen, siehe Kurvenblatt 1 für 12 Stufen und Tabelle 2.

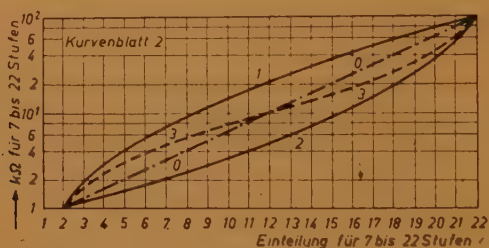
3. Beispiel: Regler mit 22 Stufen entsprechend 21 Widerständen. Verlangter Regelbereich 40 db  
 Spannungsverhältnis 1 : 100. Bei einem Gesamtwiderstand von 100 kOhm  $\frac{100}{100} = 1 \text{ kOhm}$  für den ersten

Widerstand. Die Stufe 2 auf dem Millimeterpapier beginnt mit 1 kOhm, die 22. Stufe endet mit 100 kOhm. Die Punkte für 1 und 100 kOhm durch eine Gerade verbunden, ermöglichen wie im ersten Beispiel die Ablesung der Gesamtwerte der einzelnen Stufen, siehe Kurvenblatt 1 für 22 Stufen und Tabelle 3.

4. Beispiel: Regler mit 52 Stufen entsprechend 51 Widerstände. Verlangter Regelbereich 50 db  
 Spannungsverhältnis 1 : 316. Bei einem Gesamtwiderstand von 100 kOhm  $\frac{100}{316} = 0,316 \text{ kOhm}$  für den ersten Widerstand. Die Stufe 2 auf dem Millimeterpapier beginnt mit 0,316 kOhm. Die Punkte für 0,316 und 100 kOhm durch eine Gerade verbunden, ermöglichen wie im ersten Beispiel die Ablesung der Gesamtwerte der einzelnen Stufen, siehe Kurvenblatt 1 für 52 Stufen und Tabelle 4.

Aus diesen Beispielen wird die einfache Handhabung dieser Methode zu erkennen sein.

Besonders umständlich gestaltet sich die Berechnung der Widerstände für stark von der logarithmischen Kennlinie abweichende Werte. Wenn z.B. der Anfangsbereich schnell ansteigen soll, weil die Lautstärken für den gedachten Fall im Anfang zu gering oder zu groß sind. Man muß dann bestimmte Bereiche zusam-



mendrücken oder dehnen. Man geht dann zweckmäßig so vor, daß man zuerst wieder die übliche Gerade vom Anfangs- zum Endpunkt zieht, siehe Kurvenblatt 2 Kurve 0. Die Kurve 0 erleichtert die Übersicht für die Abweichungen von der Normalkurve. Als Beispiel wurde vom Kurvenblatt 1 die Kurve für 22 Stufen gewählt. Kurve 1 auf Blatt 2 zeigt im ersten Teil des Reglers einen großen Regelbereich auf wenige Stufen zusammengedrängt, im zweiten Teil den kleinen Regelbereich auf viele Stufen auseinandergezogen. Mit Hilfe eines Kurvenlineals kann jede beliebige Kurve ohne jede Rechnung eingetragen werden. Kurve 2 Blatt 2 zeigt die umgekehrte Linie, steiler Anstieg im oberen Bereich.

Kurve 3 ist aus Kurve 1 und 2 kombiniert, steiler Anstieg im Anfang und Ende der Kurve, d.h. der mittlere Bereich wird weiter auseinandergezogen, die Unterteilung wird feiner.

Die Ablesegenauigkeit ist völlig ausreichend, da man doch abgerundete handelsübliche Widerstandswerte wählen muß.

#### Berichtigung:

In dem Beitrag von Dr.-Ing. H. Werrmann „Über die Grundlagen der Bemessung von Richtfunkssystemen“ FUNK UND TON Bd. 6 (1952), H. 6, S. 297, heißen die beiden letzten Sätze des Abschnittes c) Phasenmodulation:

Wenn man die Forderung gleich guter Geräuschbefreiung bei der Bemessung der Bandbreite berücksichtigt, ist der Unterschied aber praktisch gering. Dieses gilt für kleine Kanalzahlen und den gegenwärtigen Stand der Technik.

# PATENT-ANMELDUNGEN und -ERTEILUNGEN

Die Zahlen und Buchstaben bedeuten in der

**ersten Zeile** (bei Patent-Anmeldungen): Klasse, Gruppe, Dezimalgruppennummer, Aktenzeichen; (bei Patent-Erteilungen): Klasse, Gruppe, Dezimalgruppennummer, Patentrollennummer, Aktenzeichen;

**zweiten Zeile** (bei Patentanmeldungen): links — Anmeldetag, rechts — Bekanntmachungstag; (bei Patent-Erteilungen): Datum des Beginns des Patents;

**letzten Zeile** (bei Patent-Anmeldungen): Zahl in ( ) = Anzahl der Text- und Zeichnungsseiten.

Die bei den Patent-Anmeldungen angeführten Namen sind die der Anmelder, nicht der Erfinder, sofern nicht beide identisch sind; bei den Patent-Erteilungen sind die Patentinhaber genannt.

## 1. Patent-Anmeldungen

21a\*, 1/02. S 10 455

9. 5. 42 30. 4. 52

Siemens & Halske AG; „Symmetr. Magnetsystem f. elektroakust. Apparate“ (6)

21a\*, 5/01. S 10 687

21. 8. 42 30. 4. 52

Siemens & Halske AG; „Vom Druck d. umgebend. Atmosphäre weitgehend unabhäng. Mikrofon“ (8)

21a\*, 14/02. M 8307

23 1. 51 30. 4. 52

(Frankr.: 31. 1. 50)

Multimoteur SA; „Schallübertragungsvorrichtg.“ (7)

21a\*, 14/05. K 5057

15. 10. 40 30. 4. 52

Klangfilm GmbH; „Einrichtung an Mikrofonen z. Erhöhg. d. Richtwirkg.“ (6)

21a\*, 16/03. K 5033

26. 2. 41 30. 4. 52

Klangfilm GmbH; „Einrichtung z. Kontrolle d. Lage d. Schallquelle b. stereoakust. Übertragg.“ (6)

21a\*, 16/03. K 5058

14. 10. 40 30. 4. 52

Klangfilm GmbH „Mikrofonanordng. f. Stereo-Aufnahmen m. zwei getrennt. Übertragungskanälen“ (4)

21a\*, 18/01. S 16 207

26. 9. 41 30. 4. 52

Siemens & Halske AG; „Ver-

stärker, vorzugsw. z. Oszillographieren sehr hochfrequent. u. kurzzeitig, insb. einmal. Vorgänge“ (8)

21a\*, 18/07. p 26 471 D

23. 12. 48 30. 4. 52

(Niederl.: 25. 8. 47)

NV Philip's Gloeilampenfabrieken; „Schaltg. z. Verstärk. elektr. Schwingg. m. konstant. Verstärkungsgrad“ (7)

21a\*, 18/07. E 4034

12. 7. 51 30. 4. 52

Electroacoustic GmbH; „Vorrichtung z. selbsttät. Änderg. d. Übertragungsmaßes eines elektroakust. Übertragungssyst.“ (5)

21a\*, 18/07. K 5034

2. 4. 42 30. 4. 52

Klangfilm GmbH; „Sprechstrom-Übertragungsanlage m. Verstärker, dessen Lautstärke fern-geregelt wird“ (5)

21a\*, 36/02. T 2466

17. 3. 42 30. 4. 52

Telefunken Ges. f. drahtl. Telegraphie mbH; „Mit Mikrofon u. Lautsprecher an jed. Sprechstelle versehene, einen gemeins. Verstärker besitzende Gegensprech- u. Kommandoanlage“ (7)

21a\*, 9/02. S 14 886

25. 9. 44 30. 4. 52

Siemens & Halske AG; „Magnetfeldröhre z. Erzeugg. v. Zen-timeterwellen m. einer Anzahl v. Hohlraum-schwingkreisen“ (10)

21a\*, 18/50. K 5186

27. 11. 40 30. 4. 52

Klangfilm GmbH; „Schaltungsanordng. f. ein Aussteuerungsmeßgerät z. Überwachg. elektrischer Schwingg.“ (5)

21a\*, 18/50. T 3154

14. 1. 42 30. 4. 52

Töbis Tonbild-Syndikat GmbH; „Anordng. z. Überwachg. v. Gleichrichtungseffekten b. Übertragungseinrichtg. f. Wechselspanng., z. B. b. elektroakust. Geräten“ (13)

21a\*, 19/02. T 2681

10. 8. 44 30. 4. 52

Telefunken Ges. f. drahtlose Telegraphie mbH; „Anordng. z. Störbeseitig. b. Schallumsetzungsgeräten“ (4)

21a\*, 36/02. E 3361

17. 2. 51 30. 4. 52

Electroacustic GmbH; „Verf. u. Einrichtg. z. Unterdrückg. d. akust. Rückkopplg.“ (13)

21a\*, 36/02. E 3882

15. 6. 51 30. 4. 52

Electroacustic GmbH; „Akust. Übertragungsanlage m. Rückkopplungsschutz“ (12)

21a\*, 8/01. S 6982

31. 12. 37 8. 5. 52

Siemens & Halske AG; „Schwebungssummer“ (9)

21a\*, 8/01. S 7859

17. 5. 34 8. 5. 52

Siemens & Halske AG; „Rück-

- gekoppelt. Generator f. d. Erzeugg. modul. Schwingg." (7)
- 21a<sup>4</sup>, 14/01. N 2254  
16. 6. 44 30. 4. 52  
(Niederl.: 21. 6. 43)  
NV Philips' Gloeilampenfabrieken  
„Schaltg. z. Phasenmodulat. elektr. Schwingg." (6)
- 21a<sup>4</sup>, 14/01. N 2255  
26. 5. 44 30. 4. 52  
(Niederl.: 29. 5. 43)  
NV Philips' Gloeilampenfabrieken;  
„Schaltg. z. Phasenmodulat. elektr. Schwingg." (5)
- 21a<sup>4</sup>, 14/01. N 2274  
22. 11. 43 30. 4. 52  
(Niederl.: 25. 11. 42)  
NV Philips' Gloeilampenfabrieken  
„Schaltg. z. Frequenzmodullerg. einer Trägerschwingg." (9)
- 21a<sup>4</sup>, 24/01. N 2208  
23. 10. 44 30. 4. 52  
(Niederl.: 27. 10. 43)  
NV Philips' Gloeilampenfabrieken;  
„Schaltg. z. Mischg. v. Ultrahochfrequenzschwingg." (8)
- 21a, 29/04. C 2277  
22. 9. 50 30. 4. 52  
(Frankr.: 8. 2. 49)  
Comp. Générale d' Electricité SA,  
„Anordng. z. Messg. d. Gütefaktors v. elektr. Schwingungskreisen" (16)
- 21a<sup>4</sup>, 8/02. R 5517  
7. 3. 51 8. 5. 52  
(USA: 8. 3. 50)  
Radio Corp. of America;  
„Einrichtg. z. Frequenzsteuerg. eines Schwingungserzeugers" (37)
- 21a<sup>4</sup>, 9/01. S 11 181  
20. 5. 44 8. 5. 52  
Dr.-Ing. A. Gerrmann, Schwäbisch Gmünd;  
„Nach Art eines Funkensenders arbeitend. Massenstrahler z. Erzeugg. v. Schwingg. extrem kurzer Wellenlängen" (4)
- 21a<sup>4</sup>, 9/02. T 2361  
7. 6. 40 8. 5. 52  
Telefunken Ges. f. drahtl. Telegraphie mbH;  
„Anordng. z. Ankopplg. einer Ultrakurzwellenröhre an einen Hohlraum-schwingkreis" (7)
- 21a<sup>4</sup>, 14/01. P 1324  
23. 9. 43 8. 5. 52  
„Patelhold" Patentverwertungs- & Elektro-Holding AG;  
„Generator z. Erzeugg. elektrischer Schwingg. veränderb. Frequenz" (12)
- 21a<sup>4</sup>, 14/01. S 7460  
19. 3. 42 8. 5. 52  
Siemens & Halske AG;  
„Gegentakt- bzw. Doppelgegentaktmodulatoranordng." (6)
- 21a<sup>4</sup>, 14/01. S 20 059  
30. 9. 50 8. 5. 52  
(Frankr.: 14. 4. 49) /  
Société Française Radio-Electrique;  
„Verf. u. Schaltanordng. z. Umwandlg. einer frequenzmodul. Welle in eine andere frequenzmodul. Welle" (12)
- 21a<sup>4</sup>, 29/50. G 6314  
14. 6. 51 8. 5. 52  
M. Grundig;  
„Ultrakurzwellen-Audion als Demodulator f. amplituden- u. frequenzmodul. Trägerfrequenzsignale" (5)
- 21a<sup>4</sup>, 46/02. S 7244  
15. 10. 41 8. 5. 52  
Siemens & Halske AG;  
„Richtantennensystem, insb. f. Leitstrahlender" (4)
- 21a<sup>4</sup>, 48/61. S 20 054  
30. 9. 50 8. 5. 52  
(Frankr.: 13. 2. 46)  
Société Française Radio Electrique;  
„Schaltanordng. f. Funk-Höhenmessg. m. Frequenzmodulat." (18)
- 21g, 13/25. S 6883  
29. 4. 39 8. 5. 52  
Siemens & Halske AG;  
„Verf. z. Verhinderd. d. Aufladg. v. Isolierflächen, insb. d. Leuchtschirms v. Braunsch. Röhren" (5)
- 42g, 8/05. U 702  
18. 3. 39 8. 5. 52  
Universum-Film AG;  
„Schaltungsanordng. z. Herstellg. v. Tonaufzeichng. in Halbwellenschrift" (4)
- 42g, 9/05. K 5038  
22. 10. 41 8. 5. 52  
Klangfilm GmbH;  
„Photozelinschaltg. f. d. Wiedergabe v. Gleich- od. Gegentakttonaufzeichng." (5)
- 42g, 9/05. U 703  
1. 2. 39 8. 5. 52  
Universum-Film AG;  
„Übertragungsvorrichtg. f. d. Wiedergabe v. Tonaufzeichng. in Halbwellenschrift" (5)
- 42g, 10/01. L 8556  
15. 3. 51 8. 5. 52  
Licentia Patent-Verwaltungs-GmbH  
„Hochfrequenz-Generatorschaltg. f. Magnetongeräte" (5)
- 21a<sup>3</sup>, 12/02. St 2523  
30. 9. 50 15. 5. 52  
(Großbrit.: 27. 8. 45)  
International Standard Electric Corp.;  
„Elektroakust. Wandler" (7)
- 21a<sup>3</sup>, 16/03. K 5048  
29. 12. 38 15. 5. 52  
Klangfilm GmbH;  
„Lautsprecheranordng., insb. f. stereophon. Übertragg. v. Tondarbietg." (5)
- 21a<sup>3</sup>, 16/03. K 5172  
11. 11. 38 15. 5. 52  
Klangfilm GmbH;  
„Anordng. z. Abhörkontrolle v. Stereoton-aufnahmen m. zwel Lautsprechern" (2)
- 21a<sup>3</sup>, 18/01. K 5045  
20. 11. 43 15. 5. 52  
Klangfilm GmbH;  
„Einrichtg. f. d. wahlw. Anschluß akust. Geräte an verschieden große Spanng." (5)



- 21a<sup>4</sup>, 6/02. S 10 618  
14. 4. 43 15. 5. 52  
Siemens & Halske AG; „Schaltungsanordng. z. Erzeugg. v. gerad- u. ungeradz. Vielfachen einer Grundfrequenz“ (5)
- 21a<sup>4</sup>, 6/02. S 10 395  
4. 5. 38 15. 5. 52  
Siemens & Halske AG; „Schaltungsanordng. z. Frequenzvervielfachg.“ (12)
- 21a<sup>4</sup>, 9/01. C 2929  
30. 9. 50 15. 5. 52  
(Frankr.: 9. 9. 48)  
Comp. Générale de Télégraphie sans Fil; „Wanderfeldröhre als Ultra-Hochfrequenzschwingungserzeuger“ (8)
- 21a<sup>4</sup>, 9/02. L 4868  
22. 7. 44 15. 5. 52  
C. Lorenz AG; „Magnetfeldröhre z. Erzeugg. v. Zentimeter- u. Millimeterwellen großer Leistg.“ (5)
- 21a<sup>4</sup>, 15. N 2445  
21. 2. 44 15. 5. 52  
(Niederl.: 25. 2. 43)  
NV Philips' Gloeilampenfabrieken; „Schaltg. z. Frequenz- od. Phasenmodulat. v. elektr. Schwingg.“ (7)
- 21g, 13/19. S 17 144  
19. 1. 40 15. 5. 52  
TE KA DE; „Anordng. z. Modul. einer od. mehrerer Hauptträgerfrequenzen m. zwei od. mehrer. modul. Hilisträgerfrequenzen“ (7)
- 42c, 42. Sch 7295  
11. 8. 51 15. 5. 52  
Schoeller & Co.; „Verf. z. Herstellg. akust.-opt. Bildwandler“ (2)
- 42g, 8/05. K 5077  
2. 9. 36 15. 5. 52  
Klangfilm GmbH; „Tonaufzeichnung m. Dynamikausgleich“ (7)
- 42g, 8/08. P 2240  
4. 10. 37 15. 5. 52
- Philips Patent-Verwaltungs-GmbH; „Verf. z. stereophon. Aufnahme u. Wiedergabe v. Schallschwingg.“ (6)
- 51f, 1/01. S 18 434  
7. 8. 50 15. 5. 52  
R. Seybold, Straßburg-Meinau „Elektron. Balginstrument“ (21)
- 51f, 1/04. S 18 286  
3. 8. 50 15. 5. 52  
(Frankr.: 11. 7. 49)  
R. Seybold, Straßburg-Meinau „Elektr. Musikinstrument m. Vorrichtg. z. Regeln d. Tonstärke u. Klangfarbe“ (16)
- 21a<sup>4</sup>, 7/01. A 10 232  
24. 11. 38 21. 5. 52  
AEG; „Schaltungsanordng. z. Erzeugg. v. Impulsen konstant. Frequenz u. konstant. Impulsverhältnisse“ (11)
- 21a<sup>4</sup>, 11. S 3416  
9. 12. 41 21. 5. 52  
Siemens & Halske AG; „Hitzbeständ. Lautsprechermembran“ (4)
- 21a<sup>4</sup>, 11. S 3423  
6. 3. 41 21. 5. 52  
Siemens & Halske AG; „Gegen hohe Temperaturen weitgehend unempfindl. Lautsprechermembran m. hohem akust. Wirkungsgrad üb. d. gesamt. Hörfrequenzbereich“ (7)
- 21a<sup>4</sup>, 16/03. K 5096  
15. 1. 41 21. 5. 52  
Klangfilm GmbH; „Anordng. z. Stereotonaufnahme m. mehr als zwei Mikrofonen“ (5)
- 21a<sup>4</sup>, 16/03. K 5195  
25. 3. 41 21. 5. 52  
Klangfilm GmbH; „Anordng. z. Übertrag. v. stereophon. Darbietg.“ (5)
- 21a<sup>4</sup>, 18/05. S 7643  
18. 6. 35 21. 5. 52  
Siemens & Halske AG; „Mehrstufig. Verstärkerschaltg. m. nat. Rückkopplg.“ (5)
- 21a<sup>4</sup>, 18/07. A 7426  
22. 4. 43 21. 5. 52  
AEG; „Einrichtg. z. Lautstärke-regelg. an Verstärkern“ (5)
- 21a<sup>4</sup>, 6/01. S 14 794  
9. 12. 41 21. 5. 52  
Siemens & Halske AG; „Schaltungsanordng. z. Erzeugg. v. gerad- u. ungeradz. Vielfachen einer Grundfrequenz“ (10)
- 21a<sup>4</sup>, 6/02. T 2486  
18. 12. 42 21. 5. 52  
Telefunken Ges. f. drahtl. Telegraphie mbH; „Dezimeterwellenanordng. z. Frequenzvervielfachg.“ (4)
- 21a<sup>4</sup>, 15. T 2444  
13. 3. 42 21. 5. 52  
Telefunken Ges. f. drahtl. Telegraphie mbH; „Anodenspannungsmodulationsschaltg.“ (7)
- 42g, 12. St 2128  
13. 9. 50 21. 5. 52  
H. Steinhmann, Rohrbach/Saar; „Mittel z. Regenerat. v. Schallplatten, sowie Verf. z. seiner Herstellg.“ (5)
- 42s, —. Sch 7020  
3. 7. 51 21. 5. 52  
Schoeller & Co.; „Verf. u. Vorrichtg. z. magnetostrikt. Ultraschallerzeugg.“ (4)
- 51f, 1/03. F 7614  
13. 11. 51 21. 5. 52  
H. P. Fischer, Eschweiler; „Musikinstrument“ (3)

## 2. Patent-Erteilungen

- 21a<sup>4</sup>, 9/01. 841 766. N 3392  
18. 1. 51  
(Niederl.: 19. 1. 50)  
NV Philips' Gloeilampenfabrieken; „Vorrichtg. z. Erzeugg. elektr. Schwingg. m. einer Wellenlänge v. d. Größenordng. v. 1 cm bis 1 m“

21a<sup>4</sup>, 24/01. 841 295. Sch 2508  
10. 6. 50  
G. Schaub Apparatebauges. mbH  
„Verf. z. wahlw. Überlagerungs-  
empfang frequenz- od. ampli-  
tudenmodul. Schwingg. im  
gleichen Gerät“

21a<sup>4</sup>, 24/01. 841 471. H 5957  
30. 9. 50  
(USA: 22. 6. 46)  
Hazeltine Corp.; „Mischstufe f.  
Trägerschwingg. sehr hoher  
Frequenz“

42s, —. 841 515. L 5987  
10. 10. 50  
Dr. Lehfeldt & Co GmbH; „Pie-  
zoelektr. Ultraschallgeber sehr  
hoh. Energiedichte“

21a<sup>4</sup>, 18/04. 842 502. J 288  
20. 12. 49  
(USA: 22. 12. 48)  
F. H. McIntosh, Washington,  
D. C.; „Anordng. z. Verstärk.  
eines breit. Frequenzbandes  
mittels im Gegentakt geschal-  
tet. m. aussteuerungsabhäng.  
Anodenstrom betriebener Röh-  
ren“

21a<sup>4</sup>, 18/05. 842 656. P 2901  
1. 8. 50

B. u. K. Philberth, München  
„Rückgekoppelt. Kristallmi-  
krophon“

21g, 36. 842 519. p 22 087 D  
19. 11. 48  
(Schweiz: 28. 7. 48)  
AG Brown, Boverie & Cie;  
„Synchroton“

21d<sup>4</sup>, 14/01. 843 270. A 4473  
1. 10. 50  
(USA: 23. 11. 44)  
Automatic Electric Laboratories,  
Inc.; „Stat. magnet. Frequenz-  
wandler“

21a<sup>4</sup>, 16/01. 844 168. T 2197  
24. 7. 37  
Telefunken Ges. f. drahtl. Tele-  
graphie mbH; „Mit Mikrofon,  
Lautsprecher u. Regelverstär-  
ker ausgerüstete Kommando-  
anlage“

21a<sup>4</sup>, 16/04. 844 169. K 6146  
1. 9. 50  
Klangfilm GmbH; „Lautspre-  
cheranordng. m. Richtwirkg.“

21a<sup>4</sup>, 16/04. 844 170. S 18 436  
8. 8. 50  
Siemens & Halske AG; „Laut-  
sprecheranordng.“

21a<sup>4</sup>, 46/02. 844 177. p 28 902 D  
31. 12. 48  
(USA: 16. 5. 47)  
Western Electric Comp. Inc.;  
„Anordng. z. Verringerung. d.  
Phasengeschwindigkeit. elektro-  
magnet. Wellen“

21a<sup>4</sup>, 73. 844 183. C 3986  
29. 3. 51  
(Frankr.: 29. 3. 50)  
Comp. Générale de Télégraphie  
sans Fil; „Verteilungsnetz f.  
ultrahochfrequente Energie“

21g, 38. 843 874. p 13 393 D  
2 10 48  
Siemens & Halske AG; „Röhren-  
schaltg. z. Erzeugg. v. Kipp-  
schwingg.“

5H, 1/01. 844 108. M 2278  
11. 3. 50  
S. Mager, Wipperfurth (Rhld.);  
„Elektromechan. Vibratorer-  
zeugg.“

51f, 3/05. 844 243. M 1806  
8. 2. 50  
S. Mager, Wipperfurth (Rhld.)  
„Elektromechan. Musikinstru-  
ment“

## REFERATE

Von den mit einem \* versehenen Referaten können  
Fotokopien der Originalarbeiten gegen Vorein-  
sendung des Betrages von DMW 0,75 je Seite sowie des  
Einschreibepontos zur Verfügung gestellt werden.

### Tongenerator für raumakustische Messungen

Für eine transportable Anlage zur Durchführung  
raumakustischer Messungen wurde von dem Rese-  
arch Department der British Broadcasting Corpora-  
tion ein Tonfrequenzgenerator entwickelt, an dem  
verschiedene schaltungs- und baumäßige Sonder-  
heiten auffallen.<sup>1)</sup> Wenn auch eine Beschreibung

<sup>1)</sup> C. G. Mayo und D. G. Beadle: Equipment for  
Acoustic Measurements (Part 2), A Portable Tone  
Source developed for Use in Room Acoustics,  
Electronic Engineering, Band 23, Nr. 284, Oktober  
1951, Seite 368.

der Schaltung in allen Einzelheiten über den Rah-  
men eines Referates hinausgehen würde (die voll-  
ständige Schaltung des Generators ist der Original-  
arbeit beigegeben), so soll hier doch wenigstens auf  
einige bemerkenswerte Eigenarten des Generators  
hingewiesen werden.

Die Forderung, den gesamten Tonfrequenzbereich  
von 20 bis 20 000 Hz ohne Umschaltung auf einer  
Skala zu erfassen, ist am einfachsten durch einen  
Tongenerator nach Art des Schwebungssummers-  
zu erfüllen. In Abb. 1 ist die vereinfachte Schal-  
tung des abstimmbaren Oszillators und in Abb. 2  
die des festen Oszillators, der mit einer Frequenz  
von 150 kHz arbeitet, wiedergegeben. Wie man  
sieht, unterscheiden sich die beiden Oszillatoren  
erheblich voneinander. Da die Frequenzskala des  
Generators logarithmisch sein mußte, mußte für  
den abstimmbaren Oszillator ein veränderbarer  
Kondensator mit logarithmischer Kennlinie ver-  
wendet werden. Derartige Kondensatoren der üb-  
lichen Bauart erwiesen sich aber bei ausreichender  
Maximalkapazität als zu groß für den tragbaren

Generator, dessen Außenmaße nur  $42 \times 25 \times 15$  cm betragen. Man griff deshalb zu einer Sonderanfertigung; der Kondensator besteht aus zwei runden Elektrodenplatten, von denen die eine fest ist, die andere aber durch eine mit Gewinde versehene und in einer Führung gelagerte Welle durch Drehen der

Welle ihren Abstand gegen die feste Platte verändern kann. Beide Platten befinden sich in einem zylindrischen, geerdeten Metallgehäuse. Die Kapazität zwischen den zwei Kondensatorplatten verläuft wie  $e^{-k \cdot x}$ , wo  $k$  eine Konstante und  $x$  der Plattenabstand ist, sofern der Plattenabstand

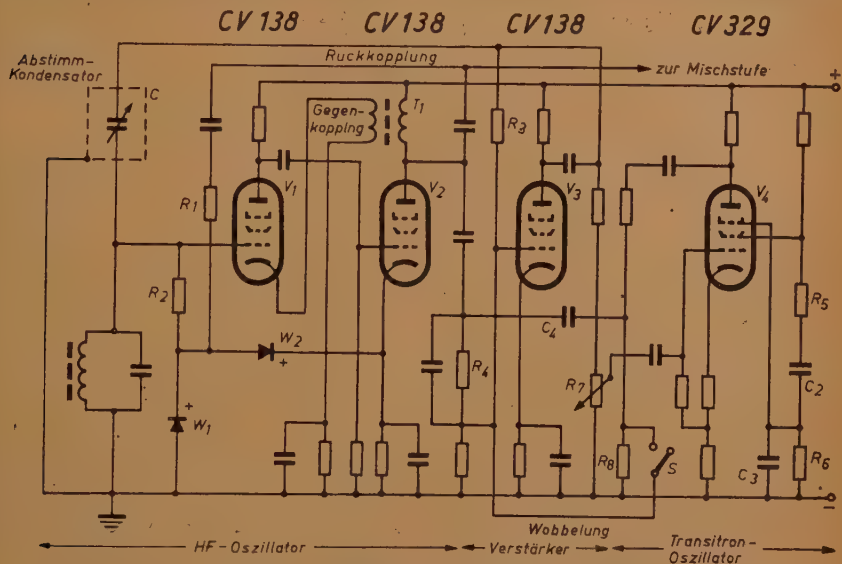


Abb. 1. Die vereinfachte Schaltung des abstimmbaren Oszillators

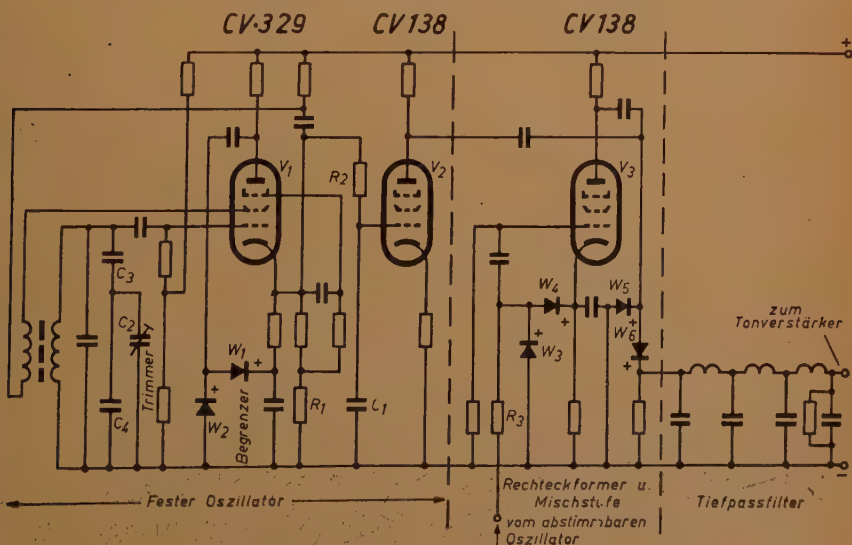


Abb. 2. Die vereinfachte Schaltung des festen Oszillators einschließlich der Mischstufe

nicht zu klein wird. Diese Bauart hat auch noch den Vorteil, daß sich der Kondensator verhältnismäßig leicht zur Gewinnung eines Gleittones von einem Synchronmotor durchdrehen läßt. Mittels eines umschaltbaren Getriebes zwischen Motor und Kondensator läßt sich der Frequenzbereich von 20 bis 20 000 Hz wahlweise in 4, 8, 16 und 32 Minuten überstreichen.

Die Kapazität dieses logarithmischen Kondensators ist aber zu klein, um unmittelbar als veränderbarer Zusatzkondensator im Schwingkreis des abstimmbaren Oszillators dessen Frequenz um maximal 20 kHz zu verändern. Durch Ausnutzung des *Miller-Effektes* läßt sich aber seine wirksame Kapazität vergrößern. Eine Kapazität  $C$  zwischen Ausgang und Eingang eines Verstärkers mit der Verstärkung  $A$  erscheint am Verstärkereingang wie eine Kapazität der Größe  $(1 + A) \cdot C$ . Der beschriebene veränderbare logarithmische Kondensator  $C$  liegt dementsprechend, wie Abb. 1 zeigt, zwischen dem Ausgang der Verstärkerröhre  $V_2$  und dem Steuergitter der eigentlichen Oszillatordröhre  $V_1$ . Der Oszillator besteht aus den Röhren  $V_1$  und  $V_2$ ; die positive Rückkopplung geht von der Anode von  $V_2$  über die Widerstände  $R_1$  und  $R_2$  an das Steuergitter von  $V_1$ . Die Germaniumdiode  $W_1$  und  $W_2$  sollen als Begrenzer wirken und sorgen für eine konstante Amplitude der Rückkopplungsspannung, ohne die Frequenz zu beeinflussen. Eine weitere Stabilisierung des Oszillators gewährt die Gegenkopplung auf die Katode von  $V_1$  über den Transformator  $T_1$  mit dem Übersetzungsverhältnis 160 : 1; bei einer Verstärkung von 80 db durch  $V_1$  und  $V_2$  entspricht das einer Gegenkopplung von 36 db.  $V_1$  ist ein Verstärker mit zweifacher Spannungsverstärkung.

Die beschriebene Schaltung des veränderbaren Kondensators  $C$  unter Hinzuziehung des Miller-Effektes ergibt nun eine sehr elegante Möglichkeit, eine Wobbelung der auf der Skala eingestellten Tonfrequenz zu erzielen. Da die wirksame werdende Kapazität infolge des Miller-Effektes von der Verstärkung  $A$  der Röhren  $V_1$ ,  $V_2$  und  $V_3$  abhängt, läßt sich diese Kapazität durch Veränderung von  $A$  beeinflussen. Das geschieht durch die Röhre  $V_4$ .  $V_4$  ist ein Transistron-Oszillator, dessen Schwingfrequenz durch die frequenzbestimmenden Elemente  $C_1$ ,  $R_3$ ,  $C_2$  und  $R_4$  auf 7 Hz festgelegt ist. Dem Steuergitter von  $V_4$  wird die Schwingspannung des Oszillators  $V_1 - V_2$  über  $V_2$  und  $R_2$  zugeführt, so daß an der Anode von  $V_4$  die mit 7 Hz amplitudenmodulierte Oszillatorfrequenz auftritt. Diese wird über den Kondensator  $C_4$  zusätzlich auf das Steuergitter des Verstärkers  $V_2$  gegeben und bewirkt so eine effektive Schwankung der Verstärkung von  $V_2$  mit 7 Hz, wenn die ursprüngliche Oszillatorspannung am Steuergitter von  $V_2$  phasengleich

sind. Da  $C$  einen kapazitiven Nebenschluß zum Anodenwiderstand von  $V_2$  bildet, muß der dadurch verursachte Phasenfehler durch  $C_2$  und  $R_2$  ausgeglichen werden. Die mit 7 Hz frequenzmodulierte, aber bei richtiger Justierung von  $C_1$  und  $R_2$  amplitudenkonstante Oszillatorspannung wird an der Anode von  $V_2$  abgenommen und der Mischröhre zugeleitet. Durch den Schalter  $S$  kann die Wobbelung ein- und ausgeschaltet werden. Das Potentiometer  $R_1$  ist so einzustellen, daß sich die Mittelfrequenz beim Einschalten der Wobbelröhre nicht ändert.

Die Wobbelung durch Modulation der effektiven Verstärkung hat noch den Vorzug, daß der Frequenzhub bei jeder auf der Skala eingestellten Frequenz den gleichen relativen, d.h. prozentualen Betrag der Mittelfrequenz ausmacht. Er wurde hier auf  $\pm 10\%$  festgelegt. Die Schwebungsfrequenz  $F$  als Differenz der Frequenz  $f_1$  des festen und der Frequenz  $f_2$  des abstimmbaren Oszillators ist nämlich, wie sich leicht zeigen läßt, mit großer Annäherung

$$F = f_1 - f_2 = f_1 \cdot \frac{\Delta C_2}{2 \cdot C_2}$$

wo  $C_2$  die feste Kapazität des Oszillatorkreises ist, die also der Frequenz  $f_1$  des festen Oszillators (150 kHz) entspricht, während  $\Delta C_2$  die zur Verstimmung um die Schwebungsfrequenz  $F$  notwendige Kapazitätsänderung durch den veränderbaren Kondensator  $C$  ist. Eine gleichmäßige prozentuale Änderung von  $\Delta C_2$  ergibt somit für jede eingestellte Schwebungsfrequenz den gleichen prozentualen Frequenzhub; das tut aber gerade der Transistron-Oszillator  $V_4$ .

Der feste Oszillator (Abb. 2) hat gegenüber dem abstimmbaren Oszillator eine recht konventionelle Schaltung. Beachtung verdient die Art der Stabilisierung; das Bremsgitter der Schwingröhre  $V_1$  ist durch den Abgriff am Katodenwiderstand negativ vorgespannt, erhält aber außerdem über den Spannungsvervielfacher  $W_1 - W_2$ , der von der Röhre  $V_1$  gespeist wird, eine der Schwingamplitude proportionale Spannung, die positiv ist. Ein Anstieg der Schwingamplitude macht daher das Bremsgitter positiver; dadurch sinkt der Schirmgitterstrom ab, und die Amplitude der Schwingspannung muß infolge der verminderten Rückkopplung kleiner werden.  $R_2 - C_1$  ist ein Tiefpaßfilter zur Auslebung von Oberschwingungen und koppelt die Schwingspannung von der Katode der Schwingröhre auf das Steuergitter des Verstärkers  $V_2$ .  $C_3$  ist ein Präzisionstrimmer, der mit Hilfe einer geeichten Skala eine Änderung der Oszillatorfrequenz um  $\pm 50$  Hz erlaubt. Das ist erforderlich, weil die logarithmische Frequenzskala des Tongenerators keinen Nullpunkt hat und eine Nulljustie-



rung nicht ohne weiteres möglich ist. Zur Justierung wird auf der Skala des Schwebungssummers die Frequenz von 50 Hz eingestellt und der Trimmer auf  $-50$  Hz gedreht. Jetzt muß die Schwebungsfrequenz Null sein. Nach der Einregelung auf Schwebungsnulld wird der Trimmer wieder auf „0“ zurückgedreht.

Erwähnung verdient noch die Mischstufe des Schwebungssummers (Abb. 2). Es wird hier eine

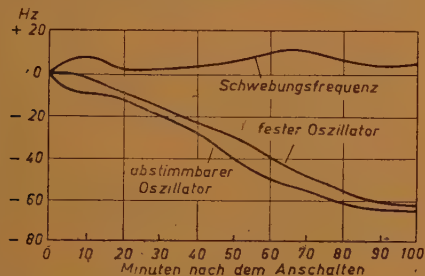


Abb. 3. Die Frequenzwanderung nach dem Anschalten des Tongenerators durch Erwärmung des Gerätes

additive Mischung mit linearer Gleichrichtung durchgeführt. Diese Art der Mischung liefert nur dann eine vollkommen verzerrungsfreie Schwebungsfrequenz, wenn die eine Oszillatorspannung klein-gegen die andere Oszillatorspannung ist; die Spannung der Schwebungsfrequenz ist dann der Amplitude der kleineren Oszillatorspannung proportional. Die Mischung weicht aber hier insofern von dem Üblichen ab, als die kleinere Oszillatorspannung, die von dem festen Oszillator kommt, eine möglichst obertonfreie Sinusschwingung, die größere Oszillatorspannung (vom abstimmbaren Oszillator) dagegen eine Rechteckspannung ist. Auf diese Weise läßt sich eine besonders verzerrungsfreie Schwebungsfrequenz erzielen. Ist die kleinere, sinusförmige Oszillatorspannung obertonfrei, so ist auch die Schwebungsfrequenz vollkommen verzerrungsfrei, enthält sie Obertöne, so sind in der Schwebungsfrequenz nur die ungeradzahigen Harmonischen, und zwar stark reduziert, vorhanden. Die theoretische Behandlung dieses Mischverfahrens ist einer späteren Veröffentlichung vorbehalten.

Die Schwingungsspannung des abstimmbaren Oszillators (etwa 25 Volt) wird dem Steuergitter der Röhre  $V_3$  (Abb. 2) zugeführt, nachdem sie durch  $R_3$ ,  $W_3$  und  $W_4$  in eine Rechteckkurve verwandelt wurde. Nach der Verstärkung wird diese der obertonfreien Schwingungsspannung des festen Oszillators (etwa 10 Volt) überlagert und durch die Kristalldioden  $W_5$  und  $W_6$  linear gleichgerichtet. Es folgt dann ein Tiefpaßfilter zur Aussiebung der Hoch-

frequenzkomponenten und der (in Abb. 2 nicht dargestellte) zweistufige Tonfrequenzverstärker mit Gegenkopplung und Gegentakstufe, der eine maximale Leistung von 20 db über 1 Milliwatt in einen Verbraucher von 600 Ohm abgeben kann. Der Klirrfaktor beträgt bei dieser Maximalleistung 0,5%. Die Frequenzkurve weicht an keinem Punkt innerhalb des Bereiches von 20 Hz bis 20 kHz um mehr als  $\pm 0,25$  db von ihrem Mittelwert ab.

Die Frequenzwanderung des Tongenerators durch allmähliche Erwärmung des Gerätes nach dem Anschalten geht aus Abb. 3 hervor. Die Wanderung des einzelnen Oszillators beträgt dabei mehr als 60 Hz; da der Frequenzverlauf beider Oszillatoren aber nahezu gleich ist, ändert sich die Schwebungsfrequenz nach dem Anschalten um weniger als 10 Hz. Die Einstellgenauigkeit auf der Frequenzskala, die ungefähr 50 cm lang ist, wird mit 1 Prozent angegeben.

Dr. F.

(Umfang der Originalarbeit 6 Seiten.)

## Gezogene Kondensatoren

Mit der schnell wachsenden Verbreitung elektronischer Apparate und ihrer Einfügung als steuernde oder kontrollierende Hilfsorgane in Maschinenanlagen, Forschungsgeräten und industriellen Produktionseinrichtungen ging eine Entwicklung parallel, die zu immer kleineren Schaltelementen für die elektronischen Stromkreise hinstrebte. Je komplizierter die von einem solchen Gerät verrichtete Arbeit ist, um so größer ist auch der Aufwand an Röhren, Kondensatoren, Spulen und Widerständen, und um so zwingender wird auch die Forderung nach raumsparenden Einzelteilen. Die hierbei erzielten Fortschritte sind nicht nur an den Röhren zu beobachten, auch die übrigen Teile wurden ständig auf Grund neuer technologischer Verfahren verkleinert.

In den Philips-Werken wurde ein neues Verfahren zur Herstellung sehr kleiner Kondensatoren entwickelt<sup>1)</sup>. Der „gezogene Kondensator“ hat Kapazitäten in der Größenordnung 100 pF und soll in einigen Fällen den keramischen Kondensator ersetzen. Es gelang, Kondensatoren von weniger als 1 mm Durchmesser und 5 cm Länge herzustellen, d. h. 30 mm<sup>3</sup> Volumen. Für die gleiche Spannung (300 V) hat ein Glimmerkondensator 1200 mm<sup>3</sup> und ein Keramik-kondensator 100 mm<sup>3</sup>. Die dielektrischen Eigenschaften und der Temperaturkoeffizient gleichen dabei den Werten bei Glimmerkondensatoren.

<sup>1)</sup> J. L. H. Jonker u. P. W. Haaijman, Philips' techn. Rdsch., 13. Jg., Nr. 6 (Dez. 1951), S. 153.

Die Herstellung geschieht in folgender Weise: Ein Metallrohr von 20 mm Außendurchmesser, 20 cm Länge und 2 mm Wandstärke wird mit einem 8 mm dicken coaxialen Kerndraht versehen, der genau zentriert ist. In den Zwischenraum bringt man ein Isoliermaterial in Pulverform, das sehr dicht zusammengepreßt wird. Dieser Körper wird gehämmert und anschließend heruntergezogen, bis sein Außendurchmesser je nach Wunsch bis etwas unter 1 mm ist. Hierbei bleibt die gute Isolation erhalten, und man hat es in der Hand

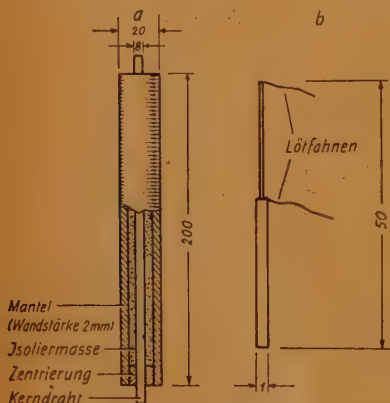


Abb. 1. a) Kondensatorrohr vor dem Ziehen  
b) Fertiger Kondensator mit Lötflächen  
(Maße in mm)

das Verhältnis von Außendurchmesser zu Kerndurchmesser recht genau zu beeinflussen. Der etwa 40 m lange Draht wird in Stücke getrennt (Abb. 1), der Mantel teilweise durch Beizen oder Abdrehen entfernt und die überschüssige Isolationschicht beseitigt. Die Kapazität hängt davon ab, wieviel von dem Mantel entfernt wird, und man steuert daher diesen Arbeitsvorgang durch eine an den Kondensator angeschlossene Kapazitätsmeßeinrichtung. Beim Abdrehen gelingt dies auf 0,2% genau, während der Beizvorgang etwas ungenauer ist. In der bei Keramik Kondensatoren üblichen Weise werden sodann Verbindungsdrähte angelötet.

Die wesentlichen technologischen Probleme der Methode liegen in der gut aufeinander abgestimmten Auswahl der Materialien. Geringe thermische Kapazitätsschwankungen bedingen, daß die Ausdehnungskoeffizienten der 3 Teile (Mantel, Kern, Isolator) zueinander passen. Die Oxydationsneigung des Metalls muß gering sein. Der Isolator muß die üblichen Voraussetzungen für Dielektrika erfüllen, jedoch pulverförmig sein und

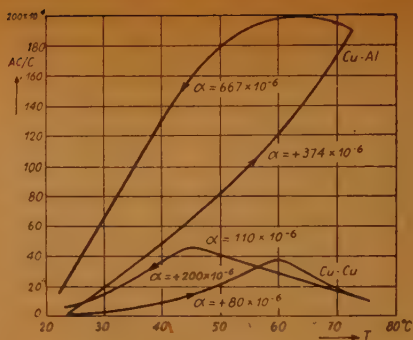


Abb. 2. Temperaturabhängigkeit der Kapazität. Mit  $\alpha$  ist der Temperaturkoeffizient der Kapazität bezeichnet.  $\alpha$  und  $\Delta C/C$  hängen stark von den verwendeten Metallen ab; die Kombination Cu-Al bewährt sich weniger gut

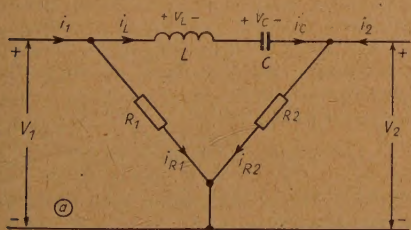
sich überdies beim Ziehen richtig verhalten. Das verwandte Material hatte einen  $\lg \delta < 6 \cdot 10^{-4}$ . Der Temperaturkoeffizient  $\alpha$  und die Kapazitätsänderung  $\Delta C/C$  zweier Ausführungsarten sind in Abb. 2 dargestellt. In beiden Fällen besteht der Mantel aus Kupfer, der Kern jedoch aus Kupfer oder Aluminium. Es zeigt sich, daß die Kapazitätsänderung einer Art Hysteresiskurve folgt, die jedoch durch ein Alterungsverfahren (Ofen mit wechselnder Temperatur) völlig beseitigt werden kann, so daß beim An- und Abstieg der Temperatur die gleiche Kurve gilt.

Kondensatoren dieser Art wurden mit gutem Erfolg in ZF-Bandfiltern verwendet, und zwar in Kombination mit dem raumsparenden Ferroxcube als Spulenkern. Bei einer ZF von 452 kHz und 18 kHz Bandbreite ergab sich ein Filter (Typ 5730) zylindrischer Bauform mit den Abmessungen  $60 \times 27$  mm. Der Temperaturkoeffizient war kleiner als bei Filtern gleicher Art mit keramischen Kondensatoren; bei  $\Delta T = 1^\circ \text{C}$  war  $\Delta f$  nur 5 Hz. Ein noch kleineres Bandfilter kastenförmiger Bauart hat die Abmessungen  $36 \times 25 \times 10$  mm (Mikrofilter AP 1000).

Das beschriebene Ziehverfahren wurde auch für die Herstellung von Katoden benutzt, wobei der Heizfaden aus Nickel bestehen kann und mit der Isolationsmasse, die hier hitzebeständig sein muß (etwa  $900^\circ \text{C}$ ), von vorneherein mitgezogen wird. Der so entstandene „Katodendraht“ kann zu einer Spule oder ebenflächigen Spirale gewickelt werden, was gelegentlich von Vorteil sein kann. Auch für die Herstellung von Erwärmungselementen und vakuumdichten Durchführungen eignet sich das Verfahren. htg.

## Duale Beziehungen zwischen Triode und Transistor

Die bekannte Darstellung der dualen Beziehungen zwischen Spannung und Strom in Schaltkreisen ist Ausgangspunkt für den Dualismus zwischen einer Triode und einem Transistor<sup>1)</sup>. Z. B. ist der Dualismus von der Spannung  $v = Ri$  in der Beziehung für den Strom  $i' = v'/(r^*/R)$  dargestellt. In Erweiterung dieser Umwandlung ist ein Dualismus von Netzwerken möglich, der für die in Abbildung 1a und 1b gegebenen Schaltungen durch Anwendung der Kirchhoffschen Gesetze durchgeführt wird. So ist z. B. der duale Wert einer Kapazität  $C$  gegeben durch die Induktivität  $L = r^*C$ . Dabei müssen die eingrenzenden Bedingungen eingehalten werden.



impedanz hat und eine verhältnismäßig niedrige Ausgangsimpedanz, ist dies beim Transistor umgekehrt. Zur Erzielung einer maximalen Verstärkung wird an das Triodengitter eine negative Vorspannung gelegt. Beim Transistor wird der günstigste Arbeitspunkt des Abgebers durch einen zusätzlichen Strom gleicher Richtung eingestellt.

Ebenso ist die zugehörige Speisebatterie im Ausgangskreis des Transistors gegenpolig gegenüber der Triode geschaltet. In grober Annäherung sind die Beziehungen zwischen den Strömen und Spannungen der Triode auch auf den Transistor anwendbar, wenn man Ströme und Spannungen bei ihnen vertauscht. Eine gute Angleichung ihres Dualismus ist bei sorgfältiger Auswahl der Eigenschaften der Triode erreichbar. In der Abbildung 2

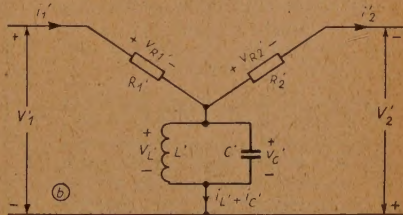


Abb. 1a und 1b

Eine ähnliche einfache Beziehung besteht zwischen einer gewöhnlichen Triode und einem Transistor. Zunächst ist es erforderlich, den Aufbau des Transistors im einzelnen zu betrachten. Auf dem Boden eines Glaskolbens befindet sich ein Germaniumblättchen auf einer Metallunterlage. Zwei Elektroden, die in engem Abstand über ihm befestigt sind, dienen dem Verstärkungsvorgang; es sind dies der Abgeber (emitter) und der Aufnehmer (collector). Der Abgeber dient als Eingangelektrode und der Abnehmer als Ausgangselektrode. Das Germanium kann sich in zwei Phasenzuständen befinden. Bei dem Germanium in n-Phase erfolgt der Stromtransport durch negative Elektronen wie in einem gewöhnlichen Leiter. Dagegen wird beim Germanium in p-Phase der Stromtransport durch Elektronenmangelräume verursacht, worunter man sich vorstellt, daß dem Germanium negative Elektronen entzogen worden sind, so daß die Mangelräume wie positive Ladungen wirken.

Wenn man die Eigenschaften der Triode und des Transistors vergleicht, erscheint fast alles umgekehrt. Während die Triode eine hohe Eingangs-

sind die dualen Beziehungen für eine Triode (a) und für einen Transistor (b) wiedergegeben. Beim Transistor ist die Abgeberbeeinflussung als positiver Strom in mA an Stelle der negativen Vorspannung der Triode gegeben. Es ist  $-v_c$  gegen  $-i_c$  aufgetragen, an Stelle von  $i_a$  gegen  $v_a$ . Durch die Vertauschung erhält man eine sehr ähnliche Darstellung von Charakteristiken. Wie man sieht, entsprechen 66 Volt auf der Abzisse der Abbildung

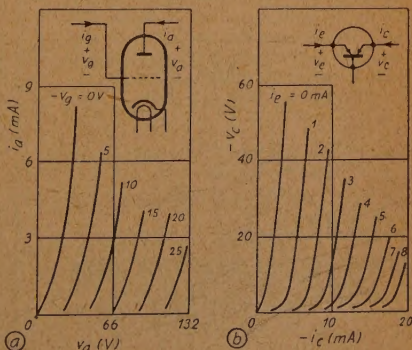


Abb. 2

<sup>1)</sup> Duality between triodes and transistor, Wireless Engineer 29 [1952] H. 3, S. 57 u. 58



## Neuerscheinung

# INDUSTRIELLE ELEKTRONIK

VON DR. REINHARD KRETZMANN

Umfang 232 Seiten mit 234 Abbildungen  
in Ganzleinen gebunden Preis DM 12,50

Dieses Fachbuch gibt Aufschluß über die bedeutenden Fortschritte, die mit Hilfe der Elektronenröhre in ihrer verschiedenartigen Form bei der Verbesserung, Verfeinerung und Rationalisierung von industriellen Fertigungsprozessen erzielt wurden.

Eine interessante Darstellung der wichtigsten in der Industrie benutzten elektronischen Relais, Anlagen und Einrichtungen, ergänzt durch die Schilderung des qualitativen Ablaufs der Vorgänge in den zur Verwendung kommenden Röhren, vermittelt dem Leser die Erkenntnis der grundsätzlichen Wirkungsweise und der Funktion elektronisch arbeitender Hilfsmittel.

Von mathematischen Ableitungen ist nur an wenigen Stellen Gebrauch gemacht, dagegen wurde großer Wert auf eine beträchtliche Anzahl von instruktiven Abbildungen elektronischer Geräte und Schaltbeispiele mit Angaben der elektrischen Werte gelegt.

Dr. Reinhard Kretzmann, der Verfasser dieses Buches, ist einer der bekanntesten Fachleute für industrielle Elektronik in Deutschland. Sein Werk ist eine Arbeit aus der Praxis und dient dem HF-Techniker als Unterlage für neue Aufgaben auf diesem Gebiet, und auch dem Betriebsingenieur, dem hiermit wertvolle Anregungen zur Modernisierung und Leistungssteigerung des ihm unterstellten Maschinenparks gegeben werden.

Zu beziehen durch Buchhandlungen  
andernfalls durch den Verlag

**VERLAG FÜR  
RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH**  
BERLIN - BORSIGWALDE (Westsektor)

2a annähernd 10 mA der Abbildung 2b. Das ergibt einen Umrechnungswiderstand von 6600 Ohm. Das gleiche Ergebnis erhält man aus den Ordinatenwerten von 3 mA und 20 Volt. Vergleicht man aber die Werte von  $v_a$  der a-Kurven mit den  $i_c$ -Werten auf den entsprechenden b-Kurven, so ergeben diese nur einen Umrechnungswiderstand von 3300 Ohm. Diese Abweichung ist ein schwacher Punkt im Dualismus der beiden Anordnungen. Da beim Ersetzen einer Triode durch einen Transistor die Beziehungen zwischen Strömen und Spannungen annähernd vertauscht werden, müssen das Netzwerk oder Schaltkreis der Triode durch ihre dualen Kreise ersetzt werden. In einem Punkt jedoch fällt der Dualismus zwischen Triode und Transistor zusammen. Die Vorzeichen des Ausgangsstromes und der Spannung sind gerade umgekehrt wie sie bei einem vollkommenen Dualismus sein müßten. Das kann aber völlig durch Einschalten eines Übertragers in den Ausgangskreis ausgeglichen werden. Eine große Anzahl brauchbarer Schaltungen werden im Anhang der Arbeit <sup>2)</sup> von Wallace und Raisbeck erörtert. Gb.

(Umfang des Referates 2 Seiten)

<sup>2)</sup> Wallace u. Raisbeck, Bell System Techn. J. [1951] September, S. 390.

## BUCHBESPRECHUNG

M e g l a :

### Dezimeterwellentechnik

Fachbuchverlag GmbH Leipzig

352 Seiten, 239 Abb., 2 Taf., Hlw. DM 18,—

Man geht immer mehr dazu über, die Dezimeterwellentechnik von der allgemeinen HF-Technik abzutrennen und die ultrahohen Frequenzen als Spezialgebiet zu behandeln. Es ist dies auch außerordentlich zweckmäßig, da man auf dem Dezimetergebiet auf Grund der Besonderheiten ganz anderen Bedingungen gegenübersteht als bei der allgemeinen HF-Technik; selbst dann noch, wenn man die Betrachtungsweise bis zu den Meterwellen ausdehnt. Die Ultrakurzwellen gewinnen immer mehr an Bedeutung, und wenn der Stockholmer Wellenplan — so, wie er vorgeschlagen wurde — ratifiziert wird, stehen dem Fernsehen so kurze Wellen zur Verfügung, die man nur mit der bei der Dezimeterwellentechnik üblichen Betrachtungsweise erklären kann. Ein Buch, das sich ausschließlich mit der Dezimeterwellentechnik befaßt, ist also im hohen Grade wichtig, besonders ein Werk, das übersichtlich gegliedert ist und vor



allein auf die Eigenschaften der Leitungs- und Topfkreise, auf die Probleme der Röhrentechnik und die in der Dezimeterwellentechnik gebräuchlichen Schwingungsbilder eingeht. Der Autor hat es verstanden, das recht spröde Gebiet klar und übersichtlich darzustellen und den Stoff zweckmäßig zu gliedern. Jung-Ingenieure und HF-Techniker, die sich bisher mit dieser Materie noch nicht beschäftigt haben, finden eine Reihe von sehr instruktiven Einzelheiten. Besonders lobend erwähnt werden muß das mit sehr großem Fleiß zusammengestellte Schrifttumsverzeichnis und auch die übersichtliche Anordnung der Abbildungen. Wir sind überzeugt, daß die „Dezimeterwellentechnik“ sich sehr rasch eine große Lesergemeinde sichern wird.

Raymond, G.:

### Praktisches Handbuch der Television

Verlag Radio Service, Basel 2

285 Seiten

Aus einer Industrieschrift, die der Verfasser für die Firma „Les Industries Musicales et Electriques PATHE MARCONI“ verfaßte und die dem Autor von der Firma freigegeben wurde, entstand das vorliegende Handbuch. Durch die ursprüngliche Zweckbestimmung ist es so gestaltet, daß es sich speziell zur Ausbildung von Fachleuten eignet, die mit der Instandsetzung und dem Aufstellen von Fernsehempfängern zu tun haben. Die ursprünglich für das 441- bzw. 819-Zellen-Bild abgestimmten Kapitel wurden von dem Rektor der Gewerbeschule Baden und Präsidenten der Prüfungskommission des Verbandes Schweizer Radiofachgeschäfte, Herrn Ing. W. Erb, auf die CCIR-Norm 625 Zeilen umgearbeitet. Er hat auch die meisten Kapitel übersetzt. Die Abschnitte I bis IV und VI übersetzte und bearbeitete Herr Jörg Pinsker. Dr. W. Gerber, auch in Deutschland durch den „Gerber-Plan“ bekanntgeworden, gestattete die Aufnahme des Beitrags des Herrn Ing. Laett über die 625-Zellen-Fernsehnormen des CCIR, der in den „Technischen Mitteilungen PTT“ erschienen ist. Herr Ing. Barbier aktualisierte durch wertvolle Hinweise das Werk: Durch das Einfühlen der Mitarbeiter und Übersetzer in die schwierige Materie des Fernsehens blieb der ursprüngliche Zweck des Werkes, eine leicht faßliche Schrift für Praktiker zu schaffen, bestehen. Die Einteilung und die Übersicht würde durch ein ausführliches Stichwortverzeichnis wesentlich erhöht werden. Einige schweizerdeutsche Spracheigenheiten fallen auf, sie stören aber keinesfalls die Verständlichkeit.

## FACHZEITSCHRIFTEN von hoher Qualität

### FUNK UND TON

Monatsheft für Hochfrequenztechnik und Elektroakustik

### FUNK-TECHNIK

Radio • Fernsehen • Elektronik

### LICHTTECHNIK

Beleuchtung • Elektrogerät  
Installation

### PHOTO-TECHNIK UND -WIRTSCHAFT

Organ des Verbandes  
der Deutschen Photographischen  
Industrie e. V.

### KINO-TECHNIK

Schmalfilmkino • Filmtechnik  
Lichtspieltheater

### KAUTSCHUK UND GUMMI

Zeitschrift für die Kautschuk- und  
Asbestwirtschaft, Wissenschaft und  
Technik

Probeheft kostenlos

### VERLAG FÜR

RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH

HELIOS-VERLAG GMBH

BERLIN-BORSIGWALDE (Westsektor)



# BAUELEMENTE

In ständiger Forschungs- und Entwicklungsarbeit haben wir unter Anwendung neuartiger Herstellungsverfahren die Bauelemente-Fertigung für die gesamte Nachrichten-, Rundfunk- und Fernsehtechnik laufend erweitert.

## WIR LIEFERN:

Elektrolyt-Kondensatoren  
Glimmer-Kondensatoren  
Keramik-Kondensatoren  
Papier-Kondensatoren  
Styroflex-Kondensatoren  
Feste und regelbare Widerstände  
Germanium-Richtleiter  
HF-Gleichrichter  
Heißeiter  
Hochfrequenzseisen  
Kleintransformatoren und Drosseln  
Störschutzmittel

Fordern Sie bitte den Bauelemente-Katalog SH 853  
bei unseren Geschäftsstellen an.

SH 2

SIEMENS & HALSKE AKTIENGESELLSCHAFT